



HAL
open science

**Contributions aux techniques de modélisation et
d'expérimentation en électromagnétisme. Applications à
l'étude de la compatibilité électromagnétique des
équipements et des systèmes complexes et à la mesure
d'antennes**

Philippe Besnier

► **To cite this version:**

Philippe Besnier. Contributions aux techniques de modélisation et d'expérimentation en électromagnétisme. Applications à l'étude de la compatibilité électromagnétique des équipements et des systèmes complexes et à la mesure d'antennes. Autre. Université Rennes 1, 2007. tel-00214119

HAL Id: tel-00214119

<https://theses.hal.science/tel-00214119>

Submitted on 23 Jan 2008

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

TRAVAUX SCIENTIFIQUES

présentés à

L'UNIVERSITE DE RENNES 1

U.F.R. S.P.M. (Structure et Propriétés de la Matière)

en vue d'obtenir le

DIPLOME D'HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES

Spécialité : électronique

par

Philippe BESNIER

CONTRIBUTIONS AUX TECHNIQUES DE MODELISATION
ET D'EXPERIMENTATION EN ELECTROMAGNETISME.
APPLICATIONS A L'ETUDE DE LA COMPATIBILITE
ELECTROMAGNETIQUE DES EQUIPEMENTS ET SYSTEMES
COMPLEXES ET A LA MESURE D'ANTENNES

Soutenu le 20 novembre 2007 à Rennes. Composition de la commission d'examen :

Président	M. Walid TABBARA	Professeur, Université Pierre et Marie Curie, Paris VI
Rapporteur	M. Flavio CANAVERO	Professeur, Politecnico di Torino, Turin
Rapporteur	M. Bernard DEMOULIN	Professeur, Université des Sciences et Technologies de Lille
Rapporteur	M. Laurent NICOLAS	Directeur de recherches CNRS, laboratoire Ampère, Lyon
Examineur	M. M'hamed DRISSI	Professeur, Institut National des Sciences Appliquées, Rennes
Examineur	M. Marco KLINGLER	Ingénieur R&D, PSA Peugeot-Citroën, Vélizy
Examineur	M. Gilles PERES	Ingénieur de recherches, EADS IW, Toulouse
Examineur	M. Alain REINEIX	Directeur de recherches CNRS, laboratoire XLim, Limoges
Examineur	M. Daniel THOUROUDE	Professeur, Université de Rennes 1

Table des matières

1	Avant-Propos	5
2	Eléments de synthèse de mon parcours et de mes travaux	9
2.1	Curriculum Vitae	9
2.2	Activités d'enseignement	12
2.2.1	Institution : Université Blaise Pascal de Clermont Ferrand	13
2.2.2	Institution : Université de Rennes 1	13
2.2.3	Institution : Université de Rennes 1	13
2.2.4	Institution : INSA de Rennes	13
2.2.5	Institution : IFTEC, Bourg La Reine	13
2.2.6	Autres activités d'enseignement (formation continue)	14
2.3	Activités de recherche	14
2.3.1	Liste des ouvrages	14
2.3.2	Liste des publications dans des revues à comité de lecture	14
2.3.3	Liste des brevets	15
2.3.4	Liste des communications à des colloques ou conférences en tant qu'invité	15
2.3.5	Listes des publications dans des actes de colloques	15
2.3.6	Autres communications à des colloques ou conférences, workshops	18
2.3.7	Activités d'encadrement	18
2.3.7.1	Encadrement de stage ingénieur ou master recherche/professionnel	18
2.3.7.2	Thèses de doctorat encadrées	19
2.3.8	Activités en relation avec le milieu industriel	19
2.3.8.1	Organismes et entreprises.	19
2.3.8.2	Liste de rapports de contrats	21
2.3.9	Activités de valorisation (brevets)	22
2.3.10	Animation scientifique et responsabilités collectives	22
2.3.10.1	Organisation du colloque CEM06	22
2.3.10.2	GDR Ondes GT6 CEM	23
2.3.10.3	Gestion et extension de moyens d'essais de l'IETR	23
2.3.10.4	Responsabilités exercées	23
2.3.11	Activités à l'international	23
2.3.12	Divers	23

3	Synthèse des activités scientifiques	24
3.1	Introduction	24
3.2	Première période : Septembre 1990-Janvier 1997	27
3.2.1	AXE 1 Application du concept de topologie électromagnétique aux calculs des interférences sur systèmes câblés notamment dans le contexte du calcul des effets indirects du foudroiement d'aéronefs.	27
3.2.1.1	Introduction à la topologie électromagnétique	29
3.2.1.2	Approximations et recherche d'encadrement du niveau des perturbations sur les systèmes câblés (Période Post-Thèse)	33
3.2.2	AXE 2 Modélisation numérique des champs électromagnétiques dans des structures 3D via la méthode TLM 3D (Transmission Line Matrix). Application à la modélisation des chambres réverbérantes à brassage de modes	38
3.2.2.1	Introduction à la méthode T.L.M.	38
3.2.2.2	Développements et applications	42
3.2.2.3	Changement d'orientation	42
3.3	Seconde période : Février 1997-Juin 2002	44
3.3.1	Méthodologie d'analyse de la susceptibilité électromagnétique de complexes industriels. Application au centre spatial guyanais	44
3.3.1.1	Le projet européen MESA	45
3.3.1.2	Analyse de la protection foudre au centre spatial guyanais	46
3.3.2	Analyse du profil géométrique du diélectrique pour l'optimisation de la bande passante de connecteurs	49
3.3.3	Analyse de risque de couplages EM dans le cadre d'une implantation d'une voie de chemin de fer pour train à grande vitesse	50
3.3.4	Nouveau changement d'orientation	54
3.4	Troisième période : depuis Juillet 2002	55
3.4.1	AXE 3 Modèles comportementaux de rayonnement électromagnétique notamment issus de la caractérisation en champ proche	56
3.4.1.1	Modèles simples de rayonnement électromagnétique d'équipements	56
3.4.1.2	Caractérisation en champ proche sphérique et extraction de modèles	61
3.4.2	AXE 4 Chambres réverbérantes à brassage de modes : Optimisation et recherche de protocoles de mesure pour des applications de compatibilité électromagnétique et d'évaluation de paramètres globaux d'antennes	72
3.4.2.1	Introduction	72
3.4.2.2	Généralités sur les chambres réverbérantes	74
3.4.2.3	Mesures d'efficacité de blindage en chambre réverbérante	78
3.4.2.4	Incertitudes de mesure en chambre réverbérante. Application aux mesures d'efficacité et de gain de diversité d'antennes en chambre réverbérante	80
3.4.2.5	Lois statistiques supports pour la caractérisation du champ électrique en chambre réverbérante et statistique du coefficient de corrélation des échantillons prélevés	82

3.4.3	AXE 5 Modélisation électromagnétique pour la CEM : Nouveaux développements des approches topologiques pour l'analyse a priori des risques pour la compatibilité électromagnétique des systèmes câblés.	90
4	Perspectives	98
4.1	Axes et stratégies de recherches	98
4.1.1	Axes de recherche à 5 ans (2007-2012)	99
4.1.1.1	Poursuite des recherches en compatibilité électromagnétique	99
4.1.1.2	Projets de recherche en antennes et systèmes radio-fréquences.	101
4.1.2	Stratégie de recherche à 5 ans (2007-2012)	102
4.1.2.1	Les ressources	102
4.1.2.2	Encadrement, animation et management de la recherche	103
4.1.3	Et après ?	103
5	Publications annexées	105
6	Hors sujet de réflexion	106

Chapitre 1

Avant-Propos

Ce document synthétise les éléments essentiels de mon parcours de recherche au cours d'une période assez longue correspondant à celle qui a suivi ma soutenance de thèse (1993) jusqu'à ce jour. Il constitue mon mémoire de soutenance de l'habilitation à diriger des recherches présenté devant l'université de Rennes 1.

S'il m'est donné l'opportunité de soutenir une habilitation à diriger des recherches en 2007, c'est un peu le fruit des circonstances, mais certainement pas le résultat d'une planification. En réalité, le chemin parcouru plus particulièrement depuis 1997 aurait pu m'éloigner définitivement de la recherche académique. La parenthèse a duré 5 ans et j'ai réintégré le CNRS en 2002. Il en résulte que cette habilitation repose en bonne partie sur ces dernières années, ne serait ce que par le contenu de ce document de synthèse. Cependant, dans mon esprit, cette habilitation repose sur l'entièreté de mon parcours, qui je crois a forgé ma capacité (que le lecteur me pardonne cette prétention) à porter des projets de recherche, tant sur le plan technique et scientifique que sur le plan de la relation en particulier aux personnes en charge de leur réalisation au fil des jours.

Nommé chargé de recherches au CNRS en octobre 1994 à Lille, j'ai tout d'abord développé mes recherches dans le domaine de l'application de la théorie de la topologie électromagnétique au calcul des interférences électromagnétiques au sein de systèmes complexes. Les applications visées concernent essentiellement l'évaluation des couplages dans des structures de type aéronefs et la propagation des interférences via l'architecture de câblage. Ces travaux trouvent un prolongement très important autour de la problématique très générale de la prédiction a priori des performances CEM (compatibilité électromagnétique) d'un système en conception. La prédiction en CEM constitue en effet un défi et un enjeu industriel stratégique pour de nombreuses années encore. Dans le prolongement de nos travaux sur la topologie électromagnétique nous avons également étendu nos compétences en modélisation de structures au moyen de la méthode TLM à partir de laquelle nous avons développé un noyau de calcul et réalisé certaines investigations évoquées dans ce rapport.

De 1997 à 2002, j'ai interrompu le cours classique d'une carrière de chercheur en intégrant le CERPEM à Laval. J'ai, en tant que directeur de cet organisme dédié au transfert de technologie en CEM, développé son activité pendant plus de cinq années à compter de sa création. Ces activités ont concerné essentiellement la recherche appliquée, la mesure, l'expertise et la formation. Leur développement s'est traduit par de nombreuses actions menées pour le compte de nombreux clients et partenaires, y compris la création d'une société commerciale, TEKCEM, que j'ai co-fondée avec quelques associés en 1998, et dont j'ai d'emblée assuré la gérance. Les éléments de ce dossier relatifs à cette période sont peu nombreux car l'activité menée n'entre pas directement dans le champ

des compétences ou des résultats traditionnellement requis pour une HDR. Le CV détaillé reprend toutefois les actions significatives conduites au cours de ces années. Il est néanmoins évident à mes yeux que l'expérience acquise durant cette période m'a été indispensable pour comprendre les ressorts économiques et industriels de la CEM. La définition de mes axes de recherche à l'IETR repose en partie sur ce que j'ai pu observer et apprendre au cours de cette période très riche.

J'ai réintégré le CNRS en Juillet 2002, en demandant mon affectation à l'IETR dans le groupe Antennes et Hyperfréquences. Depuis, l'activité s'est développée principalement suivant trois axes complémentaires, associant le plus étroitement possible les approches de modélisation et les approches expérimentales. D'une part, nous privilégions les approches approximatives et comportementales de modélisation de systèmes complexes en CEM. D'autre part, nous nous intéressons à des moyens d'investigation importants, à la frontière des applications CEM et RF (radiofréquence) : la chambre réverbérante et le champ proche.

Se pencher sur le passé de cette manière m'invite à saluer l'ensemble des personnes côtoyées pendant de longues périodes ou de plus courts instants à Lille, Laval, Rennes... ou ailleurs. Je ne peux me permettre ici de citer un à un tous ceux et toutes celles à qui je pense, sans risquer de provoquer quelque incident de nature diplomatique ou au contraire une certaine gêne. Sachez simplement, cher lecteur, vous avec qui j'ai partagé quelques moments, que je n'ai jamais été indifférent à la rencontre et à la richesse de nos échanges. Mon cheminement scientifique et professionnel n'est d'ailleurs que le fruit des cogitations d'autrui. Ceci vaut évidemment et avant tout pour le cheminement personnel. Mes compétences supposées (que le lecteur me pardonne l'emploi du pluriel) se réduisent donc à la récolte de tout un ensemble de fruits dispersés. Je revendiquerais donc volontiers un statut de chercheur-cueilleur.

Je serai plus protocolaire dans ce qui suit en remerciant chronologiquement les personnes sans qui mon parcours n'aurait pu être celui-ci, puis les personnes sollicitées pour cette commission d'examen. Qu'il me soit permis de remercier les professeurs Bernard Démoulin et Pierre Degauque qui m'ont tout d'abord accordé leur confiance dans le cadre de mes travaux initiaux de recherche à Lille. Les travaux de recherche réalisés, le soutien de Pierre Degauque et un concours de circonstances favorables m'ont alors permis de décrocher le poste de chargé de recherches CNRS en 1994. L'ingénieur général Hervé Bongrain et Jean-Louis Boulay, directeur de la division électromagnétisme et radar à l'ONERA ont également en 1996 pris la décision de recruter un "petit jeune" pour diriger le CERPEM, et je les remercie de m'avoir donné cette opportunité qui restera une expérience forte et constituante. Je mesure aujourd'hui tout ce que j'ai pu apprendre ou (cru) comprendre au cours de cette période. J'ai tout d'abord évoqué avec le professeur Jacques Citerne, à la fin du premier trimestre 2002, la possibilité d'intégrer l'IETR. Il me semble que les échanges que nous avons eu au cours de ces années au CERPEM m'ont souvent laissé entrevoir cette possibilité. Je lui suis donc particulièrement redevable de l'heureuse suite d'événements qui allaient se succéder. Mon interlocuteur naturel fut ensuite le professeur M'hamed Drissi. Nous avons rapidement constaté ensemble que mes projets étaient susceptibles de développer l'activité déjà existante en CEM à l'IETR. Dès mon arrivée, au moment le plus important, M'hamed a su mettre en place les conditions d'accueil nécessaires à l'épanouissement de mes projets, et je l'en remercie vivement. Je souhaite également remercier chaleureusement Daniel Thouroude, directeur de l'IETR, pour l'intérêt constamment renouvelé qu'il porte à l'activité CEM, et la confiance qu'il m'accorde tant en ce qui concerne l'exercice de mes responsabilités de chercheur ou de celles plus transversales liées à l'IETR ou au CNRS.

Messieurs Flavio Canavero, professeur au Politecnico di Torino, Bernard Démoulin, professeur

des universités à l'université de Lille 1, Laurent Nicolas, directeur de recherches au CNRS au laboratoire Ampère de Lyon, m'ont tous trois fait l'honneur d'accepter la tâche de rapporteur de cette HDR. Je les remercie sincèrement pour le temps qu'ils ont bien voulu consacrer à l'évaluation de ce document et pour l'occasion qu'ils me donnent de recueillir leurs avis éclairés sur mon activité. Je remercie vivement Alain Reineix, directeur de recherches au CNRS au sein du laboratoire XLIM à Limoges et Walid Tabbara, professeur des universités à l'université Pierre et Marie Curie (Paris VI), pour leur participation à ce jury. Je suis également très heureux de compter parmi les membres de cette commission d'examen Marco Klingler, ingénieur R&D chez PSA Peugeot-Citroën et Gilles Peres, ingénieur de recherches chez EADS IW. La vision industrielle de la CEM, notamment dans le secteur automobile ou aéronautique où les enjeux sur ce sujet sont considérables, me paraît indispensable à intégrer dans la conduite d'une stratégie de recherche. Leur présence dans ce jury est à cet égard réellement symbolique et je leur suis très reconnaissant d'avoir accepté cette invitation. L'IETR est également représenté dans ce jury par les professeurs M'hamed Drissi et Daniel Thouroude. Qu'il me soit permis à nouveau de les remercier pour le bon accueil qu'ils ont su réserver à mes projets.

Au delà, j'aimerais remercier l'ensemble des collègues de l'IETR qui à divers titre tant professionnellement que personnellement m'ont apporté leur assistance et leurs compétences ou plus simplement m'ont permis de passer d'agréables moments. Je pense en particulier à certaines pauses café-débats particulièrement riches et animées qui contribuent largement à l'ambiance du laboratoire.

Je termine par une remarque très importante à mes yeux. L'HDR est le diplôme le plus curieux qui soit. Habituellement, l'obtention d'un diplôme ne dépend que des résultats personnels obtenus, il est donc attribué à celui qui le mérite. A ce titre, l'HDR est une exception puisque son obtention dépend pour l'essentiel d'un travail collectif dont la substance, chacun le sait, émane principalement des contributions de différents doctorants. Qu'il me soit donc permis de reconnaître ici le travail effectué ou en cours des doctorants encadrés depuis 2002 : Mondher Hamzaoui, Mohammed Serhir, Christophe Lemoine, Lois Le Danvic, Youssaf Balghiti, Gwenn Le Fur et Serge Tapigué. Certes, j'ai la faiblesse de croire que je possède quelques compétences scientifiques et non scientifiques en matière de pilotage et d'encadrement de thèse. Cette responsabilité que je crois utile est une tâche passionnante et prioritaire au moins dans mon esprit si ce n'est dans les actes. Je n'attends donc pas de cette habilitation un diplôme mais bien que l'on me reconnaisse officiellement cette capacité à exercer cette responsabilité¹.

Chers lecteurs, vous qui avez pris le temps, poussés éventuellement par la curiosité, de parvenir à la fin de ce long préambule, je vous dois enfin de décrire ce qui vous attend dans ce mémoire. Le chapitre 2 (car vous lisez actuellement le chapitre 1) représente une synthèse de mon parcours et de mes travaux. C'est en somme un catalogue, un curriculum vitae détaillé et concentré à la fois, qui n'a pour intérêt que de faire mesurer au lecteur pressé le périmètre de mon parcours. On y retrouve principalement la description de mon parcours professionnel, les responsabilités exercées, les indicateurs classiques du chercheur universitaire en terme de publications et travaux personnels ou encadrés. L'ossature de ce document est constituée par le chapitre 3 qui décrit ce parcours sous l'angle, le plus intéressant à mes yeux, des problématiques de recherche et des résultats de nos travaux. Il brosse les différents sujets de recherche qui ont été ou continuent d'être les miens. Il est d'ailleurs rédigé de façon très chronologique suivant en cela les trois principales périodes de mon

¹Ce n'est naturellement pas ma seule ambition.

parcours professionnel. Il va de soi cependant que dans la perspective de cette habilitation, la partie la plus détaillée de ce chapitre concerne les travaux les plus récents menés au cours de la dernière période à l'IETR. Le chapitre suivant dessine une perspective possible de nos orientations de recherche pour les prochaines années, ainsi que le schéma stratégique dans lequel nous souhaitons nous inscrire pour autant que nous puissions présumer de ce que demain sera fait.

²

²A ma très très chère Claire, mon épouse. Que de chemin nous avons parcouru. Que d'événements partagés ensemble, joies et peines confondues. Quel bonheur d'entreprendre ensemble.

A nos magnifiques enfants : Laure, Adrien, Camille, Clémence, Aurélie. "Que votre joie demeure !"

Chapitre 2

Eléments de synthèse de mon parcours et de mes travaux

2.1 Curriculum Vitae

Philippe Besnier

Né le 7 juin 1967, à Melesse (35)

Marié à Claire Le Breton De La Perrière, le 3 Août 1990 à Rennes

5 enfants : Laure née le 17 septembre 1994 à Lille, Adrien né le 2 novembre 1996 (18h35) à Lille, Camille née le 2 novembre 1996 (18h43) à Lille, Clémence née le 21 mars 2000 (16h32) à Laval, Aurélie née le 21 mars 2000 (17h22) à Laval.

PARCOURS PROFESSIONNEL

Juillet 2002 - Chargé de Recherches CNRS à l'IETR

Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, UMR 6164 du CNRS
Responsable de l'activité Circuits, Interférences (CEM) et intégrité de signal pour l'IETR

Thèmes de recherche essentiels

- Topologie électromagnétique. Simulations approximatives des interférences électromagnétiques se propageant dans les systèmes câblés
- Modélisation comportementale des systèmes en vue de calculs d'interférences électromagnétiques
- Chambre réverbérante. Fondements, optimisation et applications nouvelles (CEM, Antennes)
- Techniques de champ proche appliquées aux antennes et à la CEM

Autres activités de recherche/expertise et de formation

- Expertise dans le domaine de l'anticommission électromagnétique pour le compte de Thales Communications dans le cadre du Programme d'Etudes Amont Descartes de la DGA
- Conception, réalisation et validation d'antennes spécifiques pour le test d'immunité électromagnétique de véhicules aux dispositifs radiofréquence mobiles (PSA Peugeot-Citroën)
- Intervenant extérieur dans le cadre du Master Pro CEM de Clermont-Ferrand

- Cours/TP CEM à l'INSA de Rennes, en master PRO DRI et en licence professionnelle systèmes embarqués à l'université de Rennes 1

Actions principales

- Co-encadrement de 7 thèses (1 soutenue en 2006)¹ depuis 2003 dont 3 bourses de thèse du ministère de la recherche, 1 bourse de thèse du conseil régional de Bretagne et 3 conventions CIFRE
- Responsable de la mise en oeuvre opérationnelle d'une base champ proche sphérique
- Installation d'une chambre réverbérante à brassage de modes à l'IETR et pilotage des travaux d'aménagement des bureaux associés.
- Responsable scientifique de contrats industriels (Peugeot-Citroën Automobiles, Thalès Communications, ALSTOM...)
- Participation aux actions spécifiques CEM et miniaturisation d'antennes du CNRS
- Co-animateur depuis septembre 2006, du GT6 (CEM) du GDR ondes
- Participation au réseau d'excellence européen ACE (Antenna Center of Excellence)
- Récipiendaire d'une allocation d'installation scientifique (concours organisé par Rennes Métropole en vue d'attirer de jeunes scientifiques sur le territoire Rennais)
- Organisateur (secrétaire scientifique) du 13^{ème} colloque international sur la CEM à St Malo 4-6 Avril 2006 (plus de 100communications, 250 participants)
- Membre suppléant au conseil d'administration du pôle de compétitivité Images et Réseaux représentant le délégué régional du CNRS

1997-2002 Directeur du CERPEM

Centre d'Etudes et de Recherches en Protection ElectroMagnétique à Laval (53)

- Chargé de la mise en place du centre et de son développement
- Direction administrative et financière du CERPEM sous la responsabilité du Président du Conseil d'Administration
- Direction des études et recherches
- Le CERPEM créé juridiquement en 1996 est une association loi 1901, dont l'objectif est de réaliser études et recherches appliquées en matière de CEM, et l'aboutissement à des produits et services nouveaux dans ce domaine. Direction des opérations depuis la création.

Principaux travaux et réalisations au cours de ces 5 années au CERPEM

- Pilotage de projets d'étude
- Co-coordination pour l'ONERA d'un projet européen MESA Methodology for Electromagnetic Susceptibility Analysis (1998-2000) 8 partenaires.
- Direction de plusieurs projets d'études pour clients divers (France Telecom, AXON, SYSTRA, ALCATEL, ONERA...)
- Réalisation d'expertises variées près de PME en CEM (assistance sur le plan normatif, assistance dans la conduite de projet CEM, assistance sur problèmes spécifiques...)
- Formation d'ingénieurs et techniciens à la CEM (SIRIM (Malaisie), EADS, Thalès, PME,...)

¹Hors 1 thèse co-encadrée à Lille en 1995 (LRPE URA 837 CNRS)

- Création de programmes de formation pour la CEM, notamment création d'un support initiation aux antennes pour l'APAVE
- Pilotage de programmes de réalisation de bancs d'essais spécifiques pour la CEM
- Réalisation de logiciels de pilotage notamment pour chambres réverbérantes à brassage de modes (DGA/CEAT,...)
- Expertises à caractère calculatoire notamment pour l'étude des dispositifs de protection foudre (ESA CSG, Kourou) et principalement sur les sites ELA3, EPCUS5, BAF².
- Modélisation électrique de connecteurs pour l'optimisation des opérations d'usinage pour le compte d'un fabricant de connecteurs
- Toutes activités relatives à la communication, organisation de participations aux salons, à la fonction de représentation des activités du CERPEM
- Auteur du chapitre " chambre réverbérante à brassage de modes " dans Maîtrise de la CEM, éditions DUNOD

1998-2002 co-crédation de TEKCEM , SARL au capital de 50kF porté en décembre 2000 à 250 kF

Objectif : commercialisation de produits et services innovants dans le domaine de la CEM.

Actions principales

- Gérance de la SARL depuis sa création.
- Encadrement d'un technicien, d'une assistante, d'un ingénieur commercial (TEKCEM), de stagiaires, d'agents commerciaux...
- Gestion technique et financière (créanciers, fournisseurs, clients, trésorerie...) y compris réorientations stratégiques
- Compétences non techniques acquises (au moins partiellement) sur le terrain au cours de ces 5 années :
 - Modèles économiques, pérennité d'une activité économique
 - Gestion d'affaires
 - Gestion des ressources humaines

1994-1997

Chargé de recherches CNRS , affecté au laboratoire de RadioPropagation et Electronique (LRPE) de l'université de Lille, Villeneuve d'Ascq (59)

Nommé Chargé de Recherches CNRS en électromagnétisme le 1er octobre 1994

Axes de recherche :

- Modélisation de couplages électromagnétiques sur architectures complexes de câbles. Introduction de traitements approximatifs de données pour l'obtention rapide d'évaluations utiles au concepteur. (Contrat avec la DGA/Centre d'Etudes de Gramat)
- Développement d'un outil de calcul type TLM 3D basé sur le Noeud Condensé Symétrique de P.B. Johns. Application à la simulation électromagnétique du brassage électronique de modes dans une cage de Faraday

²ESA : european space agency, CSG : centre spatial guyanais, ELA 3 : ensemble de lancement n°3 (Ariane V), BAF : bâtiment d'assemblage final, EPCUS5 :ensemble de préparation des charges utiles Ariane V

Autres activités

- Evaluation budgétaire et investissement du nouveau serveur de calcul du LRPE
- Organisation de mini-séminaires internes au LRPE

1993-1994

Scientifique du contingent Division CEM de l' ONERA Office National d'Etudes et de Recherche Aérospatiales,

- Campagnes de mesures de couplages sur réseaux filaires sur Mirage III
- Algorithmes d'évaluation approximative de paramètres électriques de torons à nombre de conducteurs électriques élevé.

1990-1993

Thèse de doctorat Université de Lille, LRPE bourse de docteur ingénieur du CNRS cofinancée par l'ONERA.

- Modèle de lignes de transmission non-uniformes pour le traitement des couplages électromagnétiques au sein d'aéronefs notamment pour l'évaluation des effets indirects de foudroiements.
- Développement d'un outil général (outil de travail) basé sur le formalisme BLT. Mise au point d'un formalisme général de calcul de réseaux complexes de lignes de transmission non-uniformes
- Validations numériques et expérimentales
- Création d'un module spécifique dit de calcul de paramètres S de jonctions idéales permettant d'éviter le passage par des matrices singulières impossibles à inverser

FORMATION

1993 Doctorat en électronique de l'université de Lille (59)

1990 Diplôme d'ingénieur Ecole Universitaire D'Ingénieurs de Lille (EUDIL), Option Informatique-Mesures-Automatique, spécialité hyperfréquences

1990 Diplôme d'Etudes Approfondies (DEA) en électronique de l'université de Lille

1987 Diplôme Universitaire de Technologie (DUT) Lannion (22) Génie électrique option informatique industrielle

1985 Bac C , Rennes (35)

2.2 Activités d'enseignement

Comme chargé de recherches CNRS, mes activités d'enseignement se sont déroulées exclusivement sous forme de vacations. Ces vacations concernent essentiellement l'activité CEM. J'ai également pratiqué dans ce même domaine une activité de formation professionnelle à destination de techniciens et ingénieurs, essentiellement lors de mes années lavalloises au CERPEM. On trouvera ci-dessous la liste de mes principales activités d'enseignement.

2.2.1 Institution : Université Blaise Pascal de Clermont Ferrand

Formation : Master Pro Compatibilité électromagnétique

Nature des enseignements : Cours magistral

Objet : Introduction aux normes et moyens de mesure en CEM. Méthodologie de conception en CEM

Volume horaire : 7 heures par an depuis 2003

Support : Présentation PowerPoint

2.2.2 Institution : Université de Rennes 1

Formation : Master Pro Domotique et Réseaux intérieurs

Nature des enseignements : Cours magistral

Objet : Introduction à la compatibilité électromagnétique. Description des principaux phénomènes et processus de conception

Volume horaire : 6 heures par an depuis 2004

Support : Présentation PowerPoint

2.2.3 Institution : Université de Rennes 1

Formation : Licence professionnelle Systèmes embarqués pour l'automobile

Nature des enseignements : Cours magistral

Objet : Introduction à la compatibilité électromagnétique. Description des principaux phénomènes. Eléments de quantification des couplages. Théorie des lignes de transmission. Evaluation des rayonnements. Processus de conception en CEM en environnement embarqué notamment automobile

Volume horaire : 20 heures par an depuis 2006

Support : Cours photocopié (45 pages)

2.2.4 Institution : INSA de Rennes

Formation : 5ème année filière Electronique et Systèmes de Communication

Nature des enseignements : Conférence de 2h et séances de TP

Objet : Conférence générale sur le sujet des normes et des moyens de mesure en CEM

Volume horaire : 2h CM +6h TP depuis 2003

Support : Présentation PowerPoint

2.2.5 Institution : IFTEC, Bourg La Reine

Formation : Formation professionnelle continue. Formateur CEM pour le compte d'IFTEC

Nature des enseignements : Modules de 3 et de 5 jours

Objet : Formation de base à la compatibilité électromagnétique

Volume horaire : 1 ou 2 modules par an de 3 à 5 jours entre 1999 et 2002

2.2.6 Autres activités d'enseignement (formation continue)

Formation : CEM et antennes pour public professionnel

Nature des enseignements Modules de 3 et de 5 jours

Objet : Modules CEM (notamment liés à la mesure de CEM) et introduction aux antennes

Volume horaire : 2 à 3 modules par an de 3 à 5 jours entre 1998 et 2002

Exemples divers Formation de 2 ingénieurs EADS/MBDA à la prise en main d'un laboratoire de compatibilité électromagnétique (normes militaires)

Formation de 5 ingénieurs et techniciens (en anglais et sur site) à la prise en main d'un laboratoire de mesure d'homologation d'équipements de télécommunications pour l'institut SIRIM (Standard Industrial Research Institute of Malaysia), Kuala Lumpur

Formation d'ingénieurs et techniciens de l'APAVE à la mesure électromagnétique dans le contexte de l'évaluation des rayonnements de stations de base pour la téléphonie mobile

2.3 Activités de recherche

2.3.1 Liste des ouvrages

1. P. BESNIER

Chapitre " Chambre réverbérante à brassage de modes "

Maîtrise de la CEM. Technologie, réglementation, normes. Sous la direction de Guy-Gérard Champiot. Collection les référentiels Dunod, éditions DUNOD, Août 2000, 21 pages

2.3.2 Liste des publications dans des revues à comité de lecture

1. P. BESNIER, C. LEMOINE, M. SERHIR " La mesure pour l'évaluation de la compatibilité électromagnétique", Revue I2M (instrumentation, mesure et métrologie), numéro spécial sciences et techniques de la mesure en électromagnétisme, 29 pages, à paraître fin 2007 (sollicité)
2. M. SERHIR, P. BESNIER, M. DRISSI "An accurate equivalent behavioral model of antenna radiation using a mode-matching technique based on spherical near-field measurements" IEEE transactions on antenna and propagation, à paraître -(article annexé à ce document)-
3. C. LEMOINE, P. BESNIER, M. DRISSI "Estimating the effective sample size to select independent measurements in reverberation chamber", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, accepté sous réserve de modifications mineures.
4. C. LEMOINE P. BESNIER M. DRISSI "Advanced method for estimating the number of independent samples available with stirrer in reverberation chamber", Electronic Letters, vol. 43, n°16, August 2 2007, pp 861-862--(article annexé à ce document)-
5. C. LEMOINE P. BESNIER M. DRISSI "Investigation of reverberation chamber measurements through high power goodness of fit tests", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, à paraître, Nov 2007--(article annexé à ce document)-

6. P. BESNIER "Electromagnetic Topology : An Additional Interaction Sequence Diagram for Transmission Line Networks Analysis", IEEE transactions on electromagnetic compatibility , vol. 48, n°4, Nov 2006, pp 685-692-(article annexé à ce document)-
7. P.BESNIER P. DEGAUQUE "Electromagnetic topology : investigation of non uniform transmission line networks", IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol 37,N°2, May 1995, pp 227-233
8. P.BESNIER, P. DEGAUQUE "Problèmes liés à la détermination des paramètres de répartition de jonction en topologie électromagnétique, "Annales des télécommunications, vol 50, n°3-4 mars 1995,pp 457-464

2.3.3 Liste des brevets

1. P. BESNIER, A. COUDUY, M. KLINGLER "Procédé d'évaluation de l'efficacité de blindage électromagnétique sans recours à un capteur interne au dispositif sous test" Brevet Français (CNRS/PCA) N° 05 06227 20 juin 2005

2.3.4 Liste des communications à des colloques ou conférences en tant qu'invité

1. P. BESNIER "Using an additional interaction sequence diagram to perform approximate modelling of electromagnetic interferences among complex wirings" Actes CDROM (4pages), XXVIIIth URSI General Assembly, New Delhi (India), 23-29 Octobre 2005.
2. P. BESNIER "Electromagnetic interference among cables and interconnections : approximations through hierarchical graph "EMC 04 Sendai, June 2004, proceedings pp 501-504
3. P.BESNIER, P.DEGAUQUE et J.P.PARMANTIER "Electromagnetic topology and nonuniform transmission line networks" Proceedings of 24th U.R.S.I. general assembly, pp 204, September 1993, Kyoto, Japan
4. P. BESNIER, P. DEGAUQUE "Application of electromagnetic topology to generalized transmission line networks" Proceeding of Progress in electromagnetics research symposium, (PIERS), pp 499, juillet 1993, Pasadena, USA

2.3.5 Listes des publications dans des actes de colloques

1. C. LEMOINE, P. BESNIER, M. DRISSI "Effect of the size of the antenna on measurements distribution in reverberation chamber" 18th EMC Zurich symposium, Munich, Septembre 2007, accepté pour publication
2. C. LEMOINE, P. BESNIER, M. DRISSI "Using autoregressive models to estimate the number of independent samples available with stirrer rotation in reverberation chamber" 18th EMC Zurich symposium, Munich, Septembre 2007, accepté pour publication
3. M. SERHIR, P. BESNIER, M. DRISSI "A mode identification procedure for the determination of equivalent radiation sources from near-field measurements" International conference on electromagnetic near-field measurements, St Louis, Juin 2007, 6 pages

4. L. LE COQ, C. MARCHAIS, P. BESNIER, A. SHARAIHA, G. LE RAY "Small and ultra wide band antennas. A new challenge for characterisation" European Conference on Antenna and Propagation, EUCAP 2006, Nice, Novembre 2006
5. H. RMILI, J.M. FLOC'H, P. BESNIER, M. DRISSI "A dual-band printed dipole antenna for IMT 200 and 5 GHz WLAN wireless applications" European Conference on Antenna and Propagation, EUCAP 2006, Nice, Novembre 2006
6. P. BESNIER M. DRISSI "Evaluation empirique et contrôle de l'incertitude de mesure en chambre réverbérante" Actes du colloque CEM06, St Malo 4-6 avril 2006, pp148-149
7. P. BESNIER "Le graphe d'ordre de couplage pour l'étude des systèmes câblés : fondements théoriques et applications" Actes du colloque CEM06, ST Malo 4-6 avril 2006, pp202-204
8. M. HAMZAOUI, P. BESNIER, M. DRISSI "Un modèle comportemental du rayonnement électromagnétique d'équipements électroniques" Actes du colloque CEM06, ST Malo 4-6 avril 2006, pp270-272
9. J.M. FLOC'H ; P. BESNIER ; G. GRUNFELDER ; M.KLINGLER ; A.LECCA "A set of antennas for testing ElectromagNetic compatibility of Automotive electronic Equipment" 12ième ITS World Congress, San Francisco, (USA), 5-10 november 2005
10. P. BESNIER "Controlling measurement reproducibility and uncertainty in reverberation chambers" IEEE EMC symposium, pp 562-565, Chicago, 8-12 Août 2005-(article annexé à ce document)-
11. P. BESNIER "Uncertainty assessment of radiation efficiency measurements in reverberation chambers" 11th International Symposium on Antenna Technology and Applied ElectroMagnetics, ANTEM 2005, Saint-Malo (France), pp. 226-227, ISSN : 0-9738425-0-4, 15-17 juin 2005.
12. A. DIALLO, C. LUXEY, G. KOSSIAVAS, P. BESNIER, A. CHOUSSEAUD, Y. MAHE, S. TOUTAIN, B. DERAT, C. DELAVEAUD, L. ROBERT, J. CARLSSON, P.S. KILDAL, C. ORLENIUS, O. LITSCHKE "Comparison of efficiency measurement methods for small antennas" 11th International Symposium on Antenna Technology and Applied ElectroMagnetics, ANTEM 2005, Saint-Malo (France), pp. 438-439, ISSN : 0-9738425-0-4, 15-17 juin 2005.
13. Y. LETESTU, A SHARAIHA, P. BESNIER "Antennes Hélices quadrifilaires imprimées compactes" Journées Nationales Microondes, 11-13 Mai 2005, Nantes
14. Y. LETESTU, A SHARAIHA, P. BESNIER "Size reduced configurations of printed quadrifilar antennas" International Workshop on Antenna Technologies, March 7-9 2005, Singapour
15. M HAMZAOUI, P. BESNIER, M. DRISSI "Vers une représentation équivalente du rayonnement électromagnétique de boîtier électronique : Une approche physique " SETIT, Sousse, mars 2005, CD Records 4 pages
16. M HAMZAOUI, P. BESNIER, M. DRISSI "Black box representation of electronic equipments for EMI simulation : A physical approach" International Conference on Microelectronics, Tunis, Decembre 2004-(article annexé à ce document)-
17. P. BESNIER "Topological breakdown at wiring level : calculations through graphs " EMC-Europe Symposium 2004, Eindhoven 6,10 september 2004,

18. M. HAMZAOUI, P. BESNIER, M. DRISSI, C. CHAPPELLIER, E. GIMET "Vers une représentation équivalente du rayonnement électromagnétique de boîtier électronique : Une approche physique " CEM 04, Toulouse Mars 2004, actes pages 155-160
19. P. BESNIER, M. DRISSI " Concept d'évaluation externe de l'efficacité de blindage d'un boîtier électronique " CEM 04, Toulouse Mars 2004, actes pages 265-268
20. P. BESNIER " Le graphe d'ordre de couplage comme outil de décomposition topologique associé au calcul des interactions électromagnétiques sur faisceaux de câbles arborescents " CEM 04, Toulouse Mars 2004, actes pages 116-119
21. P. BESNIER, M. DRISSI " Shielding effectiveness external evaluation concept for small enclosures " IEEE International symposium on Electromagnetic Compatibility , Istanbul, May 2003, CD record, 4 pages - (article annexé à ce document) -
22. F. PETIT, P. BESNIER, S. MENGUE, E. RICHALOT, O. PICON " Etude statistique d'une chambre réverbérante pour différentes formes de brasseurs de modes à partir de simulations FDTD " Journées Nationales Microondes Poitiers France Mai 2001
23. P. BESNIER " Analyse modale d'une chambre réverbérante à brasseur de modes à l'aide d'une simulation numérique de la propagation du champ électromagnétique basée sur la méthode TLM " 8ème colloque International et Exposition sur la compatibilité électromagnétique , Lille 1996
24. P. BESNIER, B. DEMOULIN, P. DEGAUQUE " Finding bounding values for disturbances induced on multiconductor lines by an electromagnetic perturbation " 11th international Symposium on EMC Zurich, March 1995
25. J.P. PARMANTIER, F. ISAAC, V. GOBIN, P. BESNIER, I. JUNQUA, Y. DAUDY, J.M. LAGARDE " Introduction of industrial-type cable networks in a topological problem : application to a mirage III wing " EUROEM Juin 1994, Bordeaux, France
26. J.P. PARMANTIER, V. GOBIN, F. ISSAC, M. LEMISTRE, X. FERRIERES, P. BESNIER, I. JUNQUA, Y. DAUDY, J.M. LAGARDE " Topologie électromagnétique : application à problèmes de type industriel " 7ème colloque international sur la C.E.M., Mars 1994, Toulouse, France
27. P. DEGAUQUE, P. BESNIER, J.P. PARMANTIER, J.C. ALLIOT " Application of electromagnetic topology to transmission line networks " Proceedings of international conference on electromagnetics in aerospace applications, pp 57-60, september 1993, Torino, Italy
28. P. BESNIER, P. DEGAUQUE, B. DEMOULIN et P. LE HELLOCO " Theoretical and experimental investigations of nonuniform transmission lines " Proceedings of 10th international symposium on EMC, pp 257-262, March 1993, Zurich, Switzerland
29. P. BESNIER, P. DEGAUQUE et B. DEMOULIN " Introduction of nonuniform transmission line into the electromagnetic topology formalism " Proceedings of the 11th international symposium on EMC, pp 504-507, September 1992, Wroclaw, Poland
30. P. BESNIER, P. DEGAUQUE et B. DEMOULIN " treatment of nonuniform coupled lines in a quantitative topological approach " Nuclear EMP meeting, July 1992, Chicago, USA
31. P. BESNIER, P. DEGAUQUE et B. DEMOULIN " Lignes de transmission non-uniformes : Approches théoriques et expérimentales liées à la topologie électromagnétique " actes du 6ème colloque international sur la C.E.M., pp 100-104, Juin 1992, Lyon, France

32. P.BESNIER, P.DEGAUCHE et B.DEMOULIN, "Détermination des paramètres S topologiques de certains types de jonctions dans les réseaux de lignes de transmission" actes du 6ème colloque international sur la C.E.M., pp 372-375, Juin 1992, Lyon, France

2.3.6 Autres communications à des colloques ou conférences, workshops

1. P. BESNIER " La CEM des systèmes électroniques : Méthodologie de conception et outils associés ", Workshop international sur les systèmes de communications sans fil, de la conception à la caractérisation, Rabat 19 décembre 2006
2. P. BESNIER " La CRBM : Principe et applications à la CEM et aux systèmes RF ", Workshop international sur les systèmes de communications sans fil, de la conception à la caractérisation, Rabat 19 décembre 2006
3. M. SERHIR, P.BESNIER, M. DRISSI " Une procédure de modélisation d'antennes par des dipôles élémentaires basée sur une analyse modale du champ proche " Journées GDR Ondes et GDR THz, Montpellier, décembre 2006
4. P. BESNIER " Opportunités offertes par les mesures en chambre réverbérante et en champ proche en CEM " Journée thématique CEM06, " La mesure de compatibilité électromagnétique : évolutions et perspectives " Rennes le 3 avril 2006
5. M. SERHIR, A. ZIYYAT, P. BESNIER, M. DRISSI " Evaluation et validation d'un procédé de mesure cylindrique-sphérique dans une base champ proche sphérique " Conférence invitée pour les journées du groupe thématique champ proche du GDR ondes, Paris, (France), sept 2005
6. P. BESNIER " Interference propagation through cables : a coupling order graph based analysis " EMC ESA CNES Workshop, Noordwijk February 2004, proceedings pages 87-93
7. F. PETIT, P. BESNIER, S MENGUE, E RICHALOT, O. PICON Study of the low resonance frequency in a mode stirred chamber using FDTD " Team Workshop and Application Forum, International Compumag Society, Evian France Juillet 2001

2.3.7 Activités d'encadrement

2.3.7.1 Encadrement de stage ingénieur ou master recherche/professionnel

1. ZIA NADIR. DEA électronique université de Lille 1996. Analyse modale d'une cavité 2-D à l'aide d'une méthode TLM Etude de l'influence d'une modification géométrique de la cavité
2. Mondher HAMZAOUI, DEA électronique INSA de Rennes 2003 Détermination de générateurs équivalents de source de rayonnement électromagnétique. Application à l'électronique embarquée au sein d'un véhicule
3. Mohammed SERHIR, DEA électronique INSA de Rennes 2004. Evaluation d'un procédé de mesures d'antennes longues dans une base champ proche sphérique
4. Romaine N'GONO, DESS CEM Université de Clermont-Ferrand 2004. Analyse de la robustesse d'une méthode de représentation équivalente du rayonnement électromagnétique d'équipements électroniques embarqués

5. Nurhak AKDOGAN, stage ingénieur INSA. Mesures d'efficacité de rayonnement en chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM). Juin 2004
6. Arnaud COUDUY, DESS CEM Université de Clermont-Ferrand 2005. Nouvelle méthode de mesure d'efficacité de blindage utilisant la technique du brassage de modes en cage de Faraday"
7. Anis OUESLATI, Stage ingénieur ENIT (Tunis), 2005. Evaluation de techniques d'obtention de champ chaotique en chambre réverbérante à brassage de modes

2.3.7.2 Thèses de doctorat encadrées

Nombre de thèses soutenues : 2

Nombre de thèse en cours : 6

Sujet des thèses de doctorat encadrées Voir tableau 2.1

Taux d'encadrement personnel Voir tableau 2.2

2.3.8 Activités en relation avec le milieu industriel

Mes activités ont toujours été menées en collaboration étroite avec le milieu industriel. Dans le cadre de mes activités de recherche à Lille (1994-1997) et à Rennes (depuis 2002), j'ai étendu mes collaborations de recherche dans des cadres diversifiés et dans des secteurs industriels différents. Naturellement, à la direction du CERPEM entre 1997 et 2002, j'ai été amené à développer de nombreuses relations avec le secteur industriel, notamment avec des PME dans le cadre d'actions aussi différentes que la formation, l'expertise ou la mesure. La liste non exhaustive suivante des collaborations est donnée à titre indicatif (elle ne comporte que les collaborations dont j'ai été techniquement ou scientifiquement responsable). Nous fournissons également la liste des rapports de contrat auxquels il nous a été donné de contribuer

2.3.8.1 Organismes et entreprises.

1. Délégation Générale à l'Armement. Centre d'Etudes de Gramat. 1995- 1996. Objet : Techniques approximatives de calcul d'interférences sur faisceaux de câbles . Recherche de niveaux majorants de perturbation
2. ONERA. 1997-2002. Sous traitance de différentes activités de recherche ayant trait à la topologie électromagnétique et à la protection électromagnétique des sites industriels et à la coordination de projets, et notamment du projet européen MESA (partenaires : APAVE, AEA tech, EA, TUV, DIMENSIONS, ONERA, CERPEM)
3. ESA/ONERA/DGA-CEG-CEAT/APAVE. 2001-2002 Analyse de la protection électromagnétique de l'ensemble de lancement Ariane 5 (ELA3), de l'ensemble de préparation des charges utiles (EPCUS5) et du bâtiment d'assemblage final d'Ariane 5. Production de calculs électromagnétiques dans le cadre de campagnes de mesures en régime impulsionnel.
4. ALCATEL 1999. Analyse de la performance et propositions de méthodes de test de la partie RF de téléphones portables sur site de production

TAB. 2.1 – Liste des thèses encadrées

Nom du doctorant	Date de début	Date de fin	Sujet
WALLET Pierre	octobre 1992	7 novembre 1995	Approche topologique appliquée à la caractérisation des paramètres physiques localisés ou répartis qui influencent les couplages électromagnétiques dans des réseaux de lignes blindées
HAMZAOUI Mondher	octobre 2003	17 novembre 2006	Développement d'outils d'acquisition de modèles équivalents d'émissivité rayonnée et leur incorporation dans les logiciels de calcul de compatibilité électromagnétique
SERHIR Mohammed	octobre 2004	Prévision : décembre 2007	Construction de Modèles équivalents de rayonnements déterminés à partir d'une mesure en champ proche sphérique
LEMOINE Chris- tophe	octobre 2005	Prévision : juillet 2008	Analyse du comportement statistique des chambres réverbérantes. Application à l'étude de l'indépendance des échantillons et de l'incertitude statistique de mesure
LE DANVIC Lois	décembre 2005	Prévision : décembre 2008	Mesure in situ des performances d'antennes embarquées automobile à l'aide d'un moyen de mesures en champ proche
BALGHITI Youssaf	février 2006	Prévision : février 2009	Caractérisation en champ proche et modélisation du comportement radioélectrique et de la compatibilité électromagnétique de balises ferroviaires en environnement réel
LE FUR Gwen	octobre 2006	Prévision : Octobre 2009	Caractérisation d'antennes compactes ultra large bande pour les systèmes de communication numériques sans fil
TAPIGUE Serge	février 2007	Prévision : février 2010	Analyse et recherche de techniques de réduction de couplages électromagnétiques en vue de la validation et l'homologation de l'architecture électrique et électronique d'un véhicule

TAB. 2.2 – Taux d’encadrement personnel

Nom du doctorant	Directeur de thèse	Taux d’encadrement personnel	Nature du financement
WALLET Pierre	DEMOULIN Bernard	30%	Allocation ministère
HAMZAOUI Mondher	DRISSI M’hamed	70%	Allocation ministère
SERHIR Mohammed	DRISSI M’hamed	60%	Allocation ministère
LEMOINE Christophe	DRISSI M’hamed	70%	Allocation Région Bretagne
LE DANVIC Lois	DRISSI M’hamed	55%(hors encadrement industriel)	ANRT CIFRE RENAULT
BALGHITI Youssaf	DRISSI M’hamed	85%(hors encadrement industriel)	ANRT CIFRE ALSTOM
LE FUR Gwen	SHARAHIA Ala	30%	Allocation ministère
TAPIGUE Serge	DRISSI M’hamed	85%(hors encadrement industriel)	ANRT CIFRE PSA Peugeot Citroën

5. AXON 2000. Etude et réalisation d’un banc de test de vérification des performances électriques d’un harnais (application aéronautique militaire).
6. SYSTRA 2001. Analyse avant construction des risques potentiels de perturbations électromagnétiques pour l’environnement apportées par l’extension de la ligne de chemin de fer à grande vitesse de Bruxelles à Liège.
7. PSA Peugeot-Citroën 2002-2004-2006. Collaborations de recherche renouvelées constamment depuis 2002 dans le cadre des travaux portant sur la recherche de modèles équivalents des rayonnements électromagnétiques non intentionnels produits par les équipements électroniques au sein d’un véhicule
8. PSA Peugeot-Citroën 2004. Etude et développement d’antennes spécifiques pour le test d’immunité aux équipements mobile de radiocommunications (Proposition d’évolution de norme en cours)
9. THALES COMMUNICATIONS 2004. Etat de l’art portant sur l’anticomproission électromagnétique dans le cadre du PEA Descartes (DGA/CELAR)
10. RENAULT SA 2005. Convention CIFRE thèse de Mr Lois Le Danvic portant sur l’exploitation du champ proche pour la mesure sur véhicule des performances des systèmes RF
11. ALSTOM 2006. Convention CIFRE thèse de Mr Youssef Balghiti portant sur la caractérisation et l’optimisation des performances CEM et RF du système de communication train-balises
12. PSA Peugeot-Citroën 2007. Convention CIFRE thèse de Mr Serge Tapigué portant sur la recherche d’outils de calcul et méthodologiques pour l’optimisation de la conception CEM véhicule au moyen d’outils de simulation numérique

2.3.8.2 Liste de rapports de contrats

1. B. DEMOULIN, P. WALLET, P. BESNIER, P. DEGAUQUE. Pré-étude de compatibilité électromagnétique. Définition des paramètres pertinents pouvant caractériser les éléments constitutifs d’une liaison élémentaire. Lot 1 Convention DGA/CEG-USTL. Avril 1994

2. P. WALLET, B. DEMOULIN, P. BESNIER, P. DEGAUQUE. Pré-étude de compatibilité électromagnétique. Définition des paramètres pertinents pouvant caractériser les éléments constitutifs d'une liaison élémentaire en susceptibilité électromagnétique. Lot 2 Convention DGA/CEG-USTL. Septembre 1994
3. P. BESNIER, L. KONE, B. DEMOULIN. Considérations quantitatives sur la recherche d'approximations pour le calcul des perturbations électromagnétiques sur réseaux de câbles. Convention DGA/CEG-USTL. 1er rapport Février 1996. 2d rapport Juin 1996. Rapport Final Novembre 1996
4. P. BESNIER. Etude de faisabilité relative à la création d'un centre expert dans le domaine de la compatibilité électromagnétisme et santé. Commande de la communauté d'agglomération de Laval, Juillet 2002
5. M. HAMZAOUI, P. BESNIER, M. DRISSI. Approches sur la détermination de générateurs équivalents de rayonnement d'organes électroniques embarqués, Rapport final de convention PSA Peugeot-Citroën/INSA de Rennes (contrat cadre CNRS), Mai 2004
6. P. BESNIER. Signaux compromettants. Risques indentifiables, outils de quantification et méthodologie d'analyse de risque. Commande THALES COMMUNICATIONS. Juin 2004 (rapport intermédiaire), Aout 2004 (second rapport intermédiaire) et Octobre 2004 (rapport final)
7. M. HAMZAOUI, P. BESNIER, M. DRISSI. Approches sur la détermination de générateurs équivalents de rayonnement d'organes électroniques embarqués, Approche générique. Approfondissement de la technique, limite de validité et perspectives. Rapport final de convention PSA Peugeot-Citroën/INSA de Rennes (contrat cadre CNRS), Janvier 2006
8. M. HAMZAOUI, P. BESNIER, M. DRISSI. Approches sur la détermination de générateurs équivalents de rayonnement d'organes électroniques embarqués. Application à l'électronique embarquée au sein d'un véhicule. Approche générique. Raisonnement en module. Rapport final de convention PSA Peugeot-Citroën/INSA de Rennes, Juillet 2007

2.3.9 Activités de valorisation (brevets)

1. P. BESNIER, A. COUDUY, M. KLINGLER "Procédé d'évaluation de l'efficacité de blindage électromagnétique sans recours à un capteur interne au dispositif sous test" Brevet Français (CNRS/PSA Peugeot-Citroën) N° 05 06227 20 juin 2005

2.3.10 Animation scientifique et responsabilités collectives

2.3.10.1 Organisation du colloque CEM06

Sous la présidence de M'hamed Drissi, j'ai organisé, en tant que secrétaire scientifique, la 13ème édition du colloque international et exposition sur la compatibilité électromagnétique qui s'est tenue du 4 au 6 avril à St Malo, ainsi qu'une journée thématique préliminaire à Rennes qui s'est tenue le 3 avril sur le thème de l'évolution des moyens de mesure en CEM. A ce titre, j'ai réalisé le travail préparatoire à la définition de l'appel à communication, la réception et le pilotage de l'évaluation des communications par le conseil scientifique de CEM06, la formalisation du programme scientifique de la manifestation : 100 communications, 3 conférences plénières et une

session spéciale comportant 4 communications invitées. CEM06 a accueilli environ 250 participants.

2.3.10.2 GDR Ondes GT6 CEM

Je suis co-animateur du groupe de travail 6, GT 6 du groupement de recherche GDR Ondes du CNRS, depuis septembre 2006.

2.3.10.3 Gestion et extension de moyens d'essais de l'IETR

Depuis 2002, j'ai participé à la mise en condition opérationnelle de la base champ proche sphérique de l'IETR, en assurant notamment l'interface avec la société chargée de l'installation du moyen et en assurant la mise à disposition du moyen aux utilisateurs.

J'ai également piloté l'installation d'une plate-forme entièrement nouvelle à l'IETR : la chambre réverbérante à brassages de modes, tant sur le plan de la recherche de ressources de financement que de la mise en oeuvre technique et de la mise en condition opérationnelle. J'ai également participé aux opérations d'acquisition d'instruments de mesure dans le cadre de procédures de marchés publics.

2.3.10.4 Responsabilités exercées

1. représente le CNRS en tant que membre suppléant de Patrick Saubost, délégué régional CNRS DR17, au conseil d'administration du pôle de compétitivité à vocation mondiale Image et Réseaux (depuis 2006)
2. membre élu du conseil de laboratoire de l'IETR
3. membre du comité de direction de l'IETR
4. membre titulaire de la commission de spécialistes Section 63 de l'INSA de Rennes (depuis 2007)

2.3.11 Activités à l'international

1. Participation au réseau d'excellence européen ACE (Antenna center of excellence). Groupe de travail sur la mesure électromagnétique d'antennes
2. Membre de la commission E de l'URSI. Membre de la délégation française à l'assemblée générale de l'URSI, New Delhi, 2005
3. Participation à l'action intégrée franco-marocaine portant sur la conception des systèmes RF 2006

2.3.12 Divers

1. Bénéficiaire d'une bourse de voyage en tant que "young scientist" pour assister à l'assemblée générale de l'URSI, Kyoto, 1993
2. Bénéficiaire d'une prime d'installation scientifique délivrée par Rennes Métropole, 2003

Chapitre 3

Synthèse des activités scientifiques

3.1 Introduction

Ce rapport de synthèse s'articule en trois parties distinctes. Elles correspondent au déroulement chronologique de mes activités de recherche, à Lille, Laval puis Rennes. C'est en 1989 que je découvris pour la première fois la notion de compatibilité électromagnétique dans le cadre d'un cours en 2^{ème} année de cycle ingénieur de l'EUDIL (école universitaire d'ingénieurs de Lille, désormais Polytech'Lille). Ce cours était donné par Bernard Démoulin, professeur à l'université de Lille. En réflexion sur mon propre avenir, je fus irrésistiblement attiré par ce champ disciplinaire permettant de concilier approches théoriques, interprétations physiques et métier d'ingénieur. La recherche académique dans cette discipline représentait l'occasion unique de se consacrer pleinement à un seul sujet pendant une période suffisamment longue. C'était également un choix de carrière d'ingénieur plus orienté vers la capitalisation scientifique et technique, ma vocation managériale de l'époque étant, pour employer un euphémisme, très peu affirmée. J'ai ensuite eu la chance de me voir proposer lors de mon DEA un sujet, confié par Bernard Démoulin, portant sur la topologie électromagnétique, qui allait se transformer en proposition de thèse sous l'impulsion de Pierre Degauque. La première partie de cette synthèse correspond donc à mon expérience initiale de la recherche acquise au sein du Laboratoire de Radio-Propagation et Electronique (LRPE) de l'université de Lille ex URA837 du CNRS dirigé par le professeur Robert Gabillard puis par le professeur Pierre Degauque (désormais groupe TELICE de l'I.E.M.N. UMR 8520 du CNRS depuis le 1er janvier 2004) et également à l'ONERA (office national d'études et de recherches aérospatiales) établissement de Meudon, établissement public à caractère industriel et commercial (EPIC), placé sous la tutelle du ministère de la défense. L'intérêt accordé au thème alors très porteur de la topologie électromagnétique ainsi que certaines circonstances favorables allaient me permettre de décrocher le poste de chargé de recherches CNRS au L.R.P.E.. A partir de 1994, j'orientais naturellement mes travaux d'une part, dans la continuité de mon travail de thèse, sur le développement de calculs approximatifs reposant sur une description non purement déterministe de la propagation des interférences sur les câbles. D'autre part, je diversifiais également ma recherche, en pilotant le développement d'un outil de calcul basé sur la méthode TLM (Transmission Line Matrix) avec pour objectif de traiter les problèmes CEM, non seulement à l'échelle des câblages mais également à celle des structures volumétriques. La première partie (section 3.2) de ce chapitre de synthèse traite de cette période.

Fin 1996, alors chargé de recherche CNRS suite à ma nomination en octobre 1994, j'ai très

nettement ressenti l'appel du large. A cela plusieurs raisons que je peux évoquer. Tout d'abord, j'ai été rapidement persuadé que l'appréhension du métier de la CEM et la pertinence des axes de recherche académiques requéraient une bonne connaissance des contraintes industrielles : en d'autres termes, il me paraissait nécessaire d'éprouver sur le terrain les réelles chances de succès d'un concept ou d'une technique nouvelle. Le passage de l'autre côté de la barrière me semblait donc indispensable pour acquérir une véritable expérience de la CEM. Mon appétit de changement était également lié à l'analyse pour le moins critique que je pouvais faire du pilotage de la recherche, ce qui a contribué très largement à éveiller ma curiosité notamment quant à l'organisation du monde industriel et plus généralement au fonctionnement de la sphère économique. J'ai d'ailleurs entamé en 1996 un DESS CAAE à l'IAE¹ de Lille, que je dus interrompre. En effet, à la fin de l'année 1996 une opportunité allait me faire prendre un tournant décisif : ce fut la création du CERPEM (centre d'études et de recherches en protection électromagnétique) à Laval sous l'impulsion de Jean-Louis Boulay, directeur du département DEMR (département électromagnétisme et radar) de l'ONERA, et de l'Ingénieur Général de l'Armement Hervé Bongrain, ex-directeur adjoint de la direction des recherches et études techniques de la DGA. François d'Aubert, alors député maire de Laval et secrétaire d'état à la recherche apporta son soutien au projet. Le CERPEM, implanté à Laval constitua l'une des briques du projet de constitution de la future technopole mayennaise. Le CERPEM recherchait alors son directeur pour démarrer son activité de transfert de technologie dans le domaine de la compatibilité électromagnétique. Je posai ma candidature et fut recruté en février 1997. Cette expérience, parfois rude, a été, je le crois, très formatrice, sur tous les plans. De chercheur de laboratoire centré sur le développement de ses activités de recherche plutôt absorbé par des tâches séquentielles de longue haleine, j'appris à gérer bien des tâches en parallèle et fort variées. Pendant les 5 ans de direction du CERPEM, je me suis efforcé, d'abord avec certainement beaucoup de maladresse ou de naïveté, de développer ses activités afin notamment d'assurer une importante part d'autofinancement de cet organisme (association loi 1901) dont la raison d'être est d'apporter ses compétences techniques pointues en CEM, issues notamment du monde de la recherche et ce directement près de partenaires industriels. Nous partions d'une esquisse sur le papier et devions la matérialiser. En cela, ce fut évidemment un projet passionnant. Ces activités se déclinent essentiellement sous la forme de recherches appliquées, d'expertise, de mesures et de formation. J'ai assuré le pilotage financier et technique de la structure, et co-fondé également en 1998 la société TEKCEM (SARL au capital de 38 kEuros) dont l'activité (vente de systèmes de mesures clés en main) se poursuit toujours aujourd'hui. L'ensemble de ces opérations extrêmement diversifiées (de la résolution d'un problème de dysfonctionnement d'un drone lié à une perturbation électromagnétique interne, à l'étude d'un variateur de vitesse électronique de pompes à eau du commerce, en passant par une étude de la protection électromagnétique de l'ensemble de lancement Ariane 5 au Centre Spatial Guyanais ou encore la conception de bancs de test spécifiques pour la mesure de harnais, l'optimisation des performances électriques de connecteurs...) m'a évidemment permis d'étoffer mes connaissances et d'acquérir cette expérience de terrain qu'effectivement je recherchais. Tout cela m'a évidemment sensibilisé au plus haut point au contexte de la création d'activité, au transfert des compétences et de l'innovation, à la difficulté que cela représente dans le domaine de la compatibilité électromagnétique en particulier. Cette période très riche a évidemment joué un rôle important dans la compréhension du monde industriel, de ses atouts et contraintes ou

¹Prenez votre élan : diplôme d'études supérieures spécialisées (DESS), certificat d'aptitude à l'administration des entreprises (CAAE) à l'institut d'administration des entreprises (IAE).

limites. J'estime aujourd'hui que cette expérience était un complément indispensable à ma vision de la recherche académique. La seconde partie (section 3.3) de ce chapitre décrit cette expérience en focalisant notre propos sur les activités de recherche menées dans ce cadre. Les actions que j'ai menées au CERPEM ne peuvent être qualifiées d'activités de recherche académiques, ce n'était d'ailleurs pas la vocation du CERPEM. Elles avaient pour objet de traiter l'étage intermédiaire entre le concept de base déjà validé sur le plan académique, et sa valorisation dans le cadre du développement de services ou de produits nouveaux. Cette section est donc très succincte.

La fin de l'année 2001 fut de nouveau l'occasion d'une réflexion qui embrassait (comme toujours mais peut-être plus encore dans ces circonstances) des considérations professionnelles et personnelles. Le développement atteint par le CERPEM, même s'il atteignait un stade respectable au prix d'efforts importants, ne me permettait pas d'entrevoir une croissance à moyen terme de la structure. Mon implication à tous les niveaux (gestion financière, prospection, gestion d'affaires...) me paraissait donc toujours aussi nécessaire, et à ce rythme... Il est entendu également que le rythme familial ne devait pas être négligé. Peut-être me ferai-je plus simplement comprendre en précisant que ma vie est également cadencée pour ma plus grande joie par mon épouse et mes cinq (i.e. 1+2x2) enfants. Ma décision fut prise de passer la main de la direction du CERPEM et d'envisager un nouveau départ. L'idée de retrouver un poste de chargé de recherches CNRS eut ma préférence, même si j'ai pu envisager un temps d'intégrer une grande entreprise. Ma réflexion sur le statut de chercheur CNRS s'est infléchi au cours du temps. Ce statut est enviable pour l'indépendance qu'il représente : mon activité de recherche à Lille m'a formé à l'autonomie et le passage au CERPEM à l'indépendance, si difficile à conserver dans un grand groupe industriel. Ma vision de ce que je pourrais faire dans un contexte académique était également devenue beaucoup plus claire et je ne peux aujourd'hui que me réjouir d'avoir réintégré les rangs.

J'ai été affecté à l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes (IETR), UMR 6164 du CNRS dirigé par Daniel Thouroude en juillet 2002. C'est naturellement la troisième période (section 3.4) décrite dans cette synthèse. Le dossier d'habilitation repose en bonne partie sur cette période récente au cours de laquelle, partant une nouvelle fois de rien, mais avec quelques idées en tête et quelques années d'expérience en plus, nous avons entrepris la relance de nos activités de recherches. C'est clairement cette dernière période qui me permet de postuler à l'HDR en 2007. Par conséquent cette partie est la plus développée dans cette synthèse. Elle est articulée suivant les trois domaines ou axes que nous avons tenu à développer au cours de ces cinq dernières années. Tout d'abord, les enjeux de la modélisation passent notamment par la modélisation comportementale par opposition à la modélisation entièrement descriptive. Nous abordons dans ce cadre les techniques de représentation ou de mesure en champ proche dont les implications futures peuvent être à la fois liées aux besoins de modélisation et à l'apport de techniques de mesure nouvelles pour la CEM. Ensuite, nous évoquons les recherches que nous avons engagées dans le domaine des chambres réverbérantes qui non seulement n'ont pas fini de faire parler d'elles dans le domaine de la CEM mais qui possèdent aujourd'hui de nombreux développements dans le secteur de la mesure d'antennes par exemple. Enfin, le dernier sujet concerne l'extension de nos travaux antérieurs sur la topologie électromagnétique. Les efforts sont de nouveau orientés vers le domaine du câblage en vue d'une modélisation approximative des couplages. Ces travaux prolongent les nécessaires tentatives de construction de modèles d'ingénieur dans le traitement des interactions au sein de systèmes complexes en CEM.

3.2 Première période : Septembre 1990-Janvier 1997

3.2.1 AXE 1 Application du concept de topologie électromagnétique aux calculs des interférences sur systèmes câblés notamment dans le contexte du calcul des effets indirects du foudroiement d'aéronefs.

Ce thème de recherche a fait l'objet de mon sujet de thèse (1990-1993) et s'est ensuite poursuivi jusqu'à la fin de la première période. Le cadre de cette thèse était une bourse de docteur ingénieur co-financée par le CNRS et l'ONERA. Les applications du concept de topologie électromagnétique sont d'ailleurs aujourd'hui assez largement répandus grâce à l'action de l'ONERA sous la forme du logiciel CRIPTÉ commercialisé par ESI Group et actuellement exploité par plusieurs centres de recherches et entreprises industrielles. Les conséquences et applications de ces concepts sont peut-être encore loin d'être totalement explorées, c'est d'ailleurs l'objet de poursuites de travaux personnels dont on trouvera description au paragraphe 3.4.3 correspondant à la troisième période de mon activité scientifique.

L'idée d'explorer ce concept en France correspond à l'initiative de l'ONERA et de DASSAULT Aviation qui, deux ans avant ma thèse ont lancé celle de Jean-Philippe Parmantier, actuel responsable du groupe Compatibilité Electromagnétique et Détection de l'ONERA. Il s'agissait d'éprouver des travaux datant des années 70/80 ayant fait l'objet d'un grand nombre de publications à caractère théorique initiés par Carl E. Baum, senior scientist à l'AFWL (Air Force Weapons Lab). Bien que n'ayant apparemment pas connues d'applications pratiques, il semblait intéressant d'éprouver ces méthodes dont le but annoncé était d'apporter une base théorique en vue de calculer les couplages électromagnétiques aux structures (aéronefs) mais également aux réseaux câblés complexes. Le formalisme topologique présente une particularité fort intéressante : il permet d'introduire à partir de graphes descriptifs de situations de couplage de potentielles approximations. Ceci peut conduire à singulièrement simplifier le modèle à simuler dans le cadre de calculs de structures très exigeants en ressources informatiques. Ce formalisme est strictement le même pour les câblages et permet également d'introduire une grande modularité dans les calculs. A travers la thèse de Jean-Philippe Parmantier [1], les premiers résultats prometteurs ont été obtenus grâce à l'application de ce formalisme et à sa validation expérimentale. Dans le cadre de ma thèse, il m'a été proposé d'étudier l'extension de ce formalisme à la prise en compte de couplages non-uniformes au sein des faisceaux de câbles. En effet, le formalisme topologique, dans le cadre de l'hypothèse d'un mode de propagation quasi-TEM sur les faisceaux de câbles parcourant un aéronef, suppose qu'une ligne de transmission élémentaire soit constituée de fils conducteurs couplés uniformément sur leur longueur. En réalité, les situations de couplages non-uniformes sont très fréquemment rencontrées. Par conséquent, l'objet de notre thèse était de rechercher une méthode spécifique de traitement des non-uniformités pour l'évaluation des couplages sur une ligne de transmission aux conducteurs non uniformément couplés (y compris le croisement de lignes de transmission) ou encore non parallèles au conducteur de référence. La méthode recherchée devait avoir un champ d'application le plus général possible.

Celle que nous avons mise au point dans le cadre de ces travaux a consisté à décomposer une ligne de transmission non uniforme en un ensemble de segments de lignes de transmission uniformes raccordées par des jonctions dites idéales, c'est-à-dire assurant une continuité électrique parfaite entre deux segments. La première difficulté soulevée par cette méthode était le calcul des paramètres S topologiques de ces jonctions idéales reliant des systèmes de conducteurs couplés

dont les matrices d'impédances caractéristiques sont différentes. Nous avons mis au point une procédure originale de calcul matriciel qui lève la singularité introduite dans le calcul des paramètres S topologiques de la jonction. La seconde difficulté porte sur la discontinuité artificiellement introduite lors de la décomposition de la ligne de transmission non uniforme entre deux segments de ligne de transmission uniforme. Les désadaptations ainsi introduites seraient ainsi susceptibles d'introduire une réponse non physique dans l'évaluation des couplages. L'étude de la segmentation montre qu'il existe une réelle convergence dès lors que le nombre de segments est suffisant. De plus il est tout à fait réaliste de représenter une longue succession de segments par une jonction unique dont les paramètres S topologiques reproduisent à l'identique le comportement de la ligne de transmission non uniforme. L'ensemble de la méthodologie présentée a été validée expérimentalement notamment sur une maquette de transall au 1/10ème réalisée par l'ONERA au sein duquel un réseau expérimental de lignes de transmission non-uniforme a été installé. Ces travaux ont notamment fait l'objet des publications suivantes[2, 3].

Dans le cadre de l'année de service militaire qui a suivi la thèse à l'ONERA, j'ai participé à différents travaux comprenant des phases de validation expérimentale sur Mirage 3 menées au centre d'études de Gramat (DGA/CEG). Nous nous sommes également attachés à résoudre certaines problématiques liées à la complexité d'acquisition des paramètres linéiques constitutifs des torons de câbles dont la connaissance est requise préalablement au calcul des couplages. Extraire ces paramètres de torons excédant une dizaine de conducteurs est extrêmement fastidieux : il convient de rechercher des méthodes d'estimation approximative et d'étudier l'incidence de ces approximations sur le résultat final. Ces considérations ont débouché sur un élément essentiel qui devait conditionner la poursuite de mes travaux dans ce domaine très complexe de l'estimation a priori des couplages : le calcul de ces couplages ne peut plus être considéré comme entièrement déterministe, les approximations sont souhaitables voire à rechercher en priorité et essentiellement dans une perspective de recherche de pire cas. L'évaluation du risque encouru est en effet une donnée bien plus essentielle pour le concepteur que de connaître le niveau précis d'interférence calculé à partir d'un jeu de paramètres eux-mêmes estimés.

Suite à ma titularisation au CNRS en 1994, j'ai orienté ma recherche dans deux directions, l'une était la continuité naturelle des travaux menés jusqu'alors, l'autre était complémentaire et visait à doter le laboratoire LRPE² d'outils d'investigation numérique. En effet, localement, ma thèse avait déjà constitué un premier tournant dans l'équipe CEM du LRPE dont les activités de recherche possédaient une forte composante expérimentale, ce qui comprenait naturellement la recherche de modèles physiques, mais excluait jusqu'alors les approches de modélisation d'architectures électriques complexes ou de structures 3D pour la CEM. L'objectif que je poursuivais était donc de doter le LRPE de moyens de calcul, en complément des outils de topologie électromagnétique développés lors de ma thèse. Nous nous sommes orientés vers la méthode TLM (transmission line matrix) dont la simplicité de mise en oeuvre et les potentialités nous ont parues intéressantes sur le plan de l'analyse des couplages en CEM. Un aperçu de nos travaux sur la TLM figure au paragraphe 3.2.2.

²Laboratoire de radiopropagation et électronique de l'université de Lille 1, désormais groupe TELICE de l'IEMN (UMR CNRS 8520)

3.2.1.1 Introduction à la topologie électromagnétique

En 1994, la topologie électromagnétique est devenue un outil mûr au moins sur le plan académique. Le transfert au monde industriel supposait au minimum une adaptation de l'interface homme machine des logiciels développés. Ce travail, parallèlement à la poursuite des travaux de recherche a été entrepris à l'ONERA. Sur le plan académique, il reste néanmoins un problème crucial à résoudre : Comment entreprendre les calculs lorsque certaines données du calcul peuvent être considérées comme variables (par exemple la position relative d'un toron dans son environnement ou la position des câbles dans un toron) ? Comment déterminer le niveau maximum de perturbation engendré parmi un grand nombre d'éventualités des données de calcul ? C'est la voie de recherche que nous avons poursuivie notamment dans le cadre de travaux de recherche sous contrat avec la DGA/CEG (Délégalion Générale à l'Armement/ Centre d'Etudes de Gramat)

Nous présentons ci-dessous une brève introduction à la topologie électromagnétique et un aperçu de nos travaux de recherche sur la question.

La théorie de la topologie électromagnétique vise à étudier la propagation des interférences électromagnétiques dans des systèmes complexes. Cette approche initiée par C.E. Baum [4, 5] a pour objectif la description formelle des chemins d'interférence entre différents sous-volumes au sein du volume général de calcul. L'analyse de ces chemins d'interférence, suivant le type de couplage que l'on cherche à quantifier peut permettre de formuler une hypothèse visant à négliger certaines interactions. Cette hypothèse est communément appelée hypothèse de bon blindage. Il en suit une simplification avantageuse du calcul. Cette approche très générale a un atout majeur : elle décrit aussi bien les interactions liées aux couplages électromagnétiques dans des structures (avions, voitures...) qu'au niveau des architectures câblées. Nous prenons comme exemple le cas de la figure 3.1a. Nous supposons un système dont l'enveloppe permet de délimiter le volume extérieur V_0 au sein duquel existe une source de perturbation. Ce système est également décomposable en 2 sous volumes internes notés V_{11} et V_{12} . Cette décomposition est possible lorsque les surfaces délimitant les intersections entre volumes sont constituées en partie de matériau conducteur. La situation de la figure 3.1a peut correspondre à l'illumination électromagnétique d'un aéronef en matériau métallique où l'on ferait apparaître la zone de la carlingue (V_{12}) et la zone du cockpit (V_{11}). Si on cherche précisément à établir le niveau d'interférence dans ce volume V_{11} , on établira tout d'abord un diagramme d'interaction conformément à la figure 3.1b. On suppose en effet que la source se couple au système via deux chemins d'interférences possibles, notamment via les chemins de fuite présents directement au niveau du cockpit, caractérisé par le noeud $S_{0;11}$ qui traduit l'interaction entre le volume V_0 et le volume V_{11} . Le deuxième chemin est celui du couplage entre le volume extérieur et la carlingue ($S_{0;12}$) puis de la carlingue vers le cockpit ($S_{11;12}$).

Suivant les caractéristiques spectrales de la source d'interférence, on pourra dans un certain nombre de situations courantes formuler l'hypothèse suivante :

$$\|S_{0;12}\| \|S_{11;12}\| \ll \|S_{0;11}\| \quad (3.1)$$

où $\| \cdot \|$ désigne une norme matricielle. Cette condition est appelée communément l'hypothèse de bon blindage. Lorsqu'elle est applicable elle permet pour cet exemple de calculer l'interférence de la source avec le cockpit sans se préoccuper de la carlingue, ce qui représente naturellement une simplification considérable.

On associe au graphe d'interaction des ondes génériques se propageant sur les branches puis se répartissant aux noeuds. C'est ainsi que la quantification des paramètres S peut être réalisée.

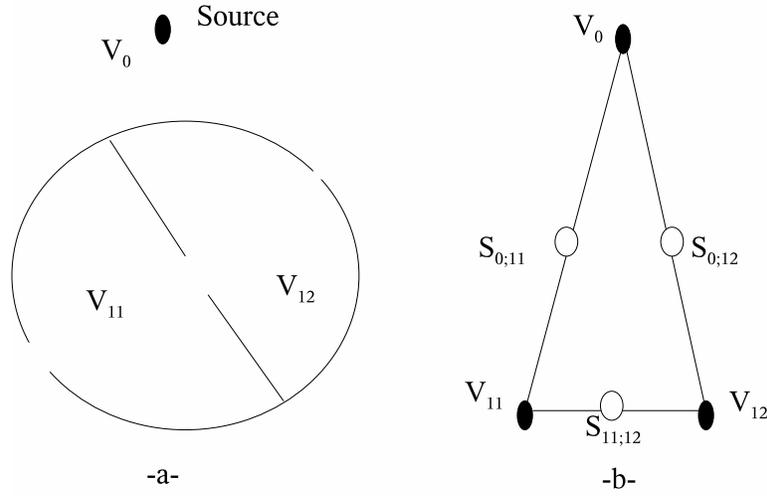


FIG. 3.1 – Exemple de décomposition topologique au niveau système et graphe d’interaction associé

La figure 3.2 résume les notations adoptées. Sur chacune des arêtes du graphe d’interaction, on définit des vecteurs d’onde se propageant dans les directions progressive et régressive. A partir de l’exemple de la figure 3.2 on peut établir deux types de relations. Le premier traduit la propagation des ondes sur les chemins du graphe. On écrira par exemple pour le vecteur $[W_{0,A}]$:

$$[W_{0A}(L_A)] = [\Gamma_A] [W_{0A}(0)] + [W S_{0A}] \quad (3.2)$$

où $[W S_{0A}]$ est le vecteur des ondes sources intégrées sur l’arête A en partant du noeud 0. $[\Gamma_A]$ est la matrice de propagation le long du chemin A. $[W_{0A}(0)]$ et $[W_{0A}(L_A)]$ sont les vecteurs d’ondes situés respectivement à l’origine (noeud 0) et à l’autre extrémité de l’arête A (noeud 1), de longueur L_A . Le second type de relations est lié à la répartition d’énergie au niveau des noeuds du graphe d’interaction. On écrira par exemple au niveau du noeud 1, l’équation de répartition suivante :

$$\begin{bmatrix} W_{1A}(0) \\ W_{1B}(0) \end{bmatrix} = [S_1] \begin{bmatrix} W_{0A}(L_A) \\ W_{2B}(L_B) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

où $[S_1]$ est la matrice de répartition (scattering), ou encore matrice S topologique au noeud 1 reliant les ondes entrantes $[W_{0A}(L_A)]$ et $[W_{2B}(L_B)]$ aux ondes sortantes $[W_{1A}(0)]$ et $[W_{1B}(0)]$. A partir de l’ensemble des équations du type 3.2 et 3.3, on établit l’équation matricielle de la topologie électromagnétique connue sous le nom d’équation BLT (Baum,Liu,Tesche) :

$$\{[1] - [S] [\Gamma]\} [W] = [S] [W S] \quad (3.4)$$

où

$[1]$ est la matrice unité,

$[S]$ est la supermatrice de répartition de l’ensemble des matrices de répartition en chaque noeud,

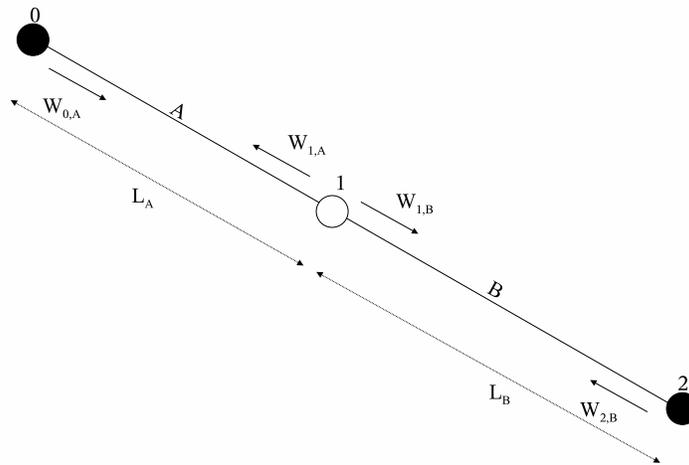


FIG. 3.2 – Un élément générique de graphe d'interaction et notations associées

$[\Gamma]$ est la supermatrice de l'ensemble des matrices de propagation de chacune des arêtes du graphe,

$[WS]$ est le supervecteur de l'ensemble des vecteurs d'ondes sources se propageant dans le système étudié.

On conçoit que sur le plan de la conception et de la modélisation CEM, ce type de graphe d'interférence peut être très utile lors de l'étude de la quantification des interactions. Le graphe est établi quelle que soit la localisation de la source et la localisation du point d'observation. Seule l'analyse du graphe diffère lors d'une modification quelconque de ces localisations.

Ce formalisme est également généralisable à l'étude de la propagation des interférences au sein des architectures câblées, ce qui constitue un centre d'intérêt majeur dans l'étude de nombreux systèmes pour lesquels le composant câblage est prépondérant sur le plan CEM. Nous présentons succinctement l'approche proposée initialement dans [6]. Cette approche repose historiquement sur l'hypothèse de propagation de modes TEM (Transverse ElectroMagnétique) au sein des réseaux filaires que l'on peut supposer acceptable pour bon nombre de systèmes industriels jusqu'à des fréquences de l'ordre de plusieurs centaines de MHz. C'est la proximité avec une structure bonne conductrice d'électricité qui permet cette approximation. Supposons l'existence d'une ligne de transmission multiconducteur située au dessus d'un plan de masse ou possédant un conducteur de référence et pour laquelle on admet que la propagation soit effectivement TEM. En adoptant les notations de la figure 3.3, les courants et tensions sont gouvernés par les équations couplées des télégraphistes :

$$-\frac{\partial [V_1(z)]}{\partial z} = [Z] [I_1(z)] - [V_1^{(s)}(z)] \quad (3.5)$$

$$-\frac{\partial [I_1(z)]}{\partial z} = [Y] [V_1(z)] - [I_1^{(s)}(z)] \quad (3.6)$$

Où $[Z]$ et $[Y]$ sont respectivement la matrice impédance linéique et la matrice admittance linéique de la ligne de transmission. $[I_1^{(S)}]$ et $[V_1^{(S)}]$ représentent les vecteurs sources de courant et de tension. Ce système d'équations peut être identifié à l'équation BLT (3.4) en posant les changements de variables suivants :

$$[W_1(z)] = [V_1(z)] + [Z_C] [I_1(z)] \quad (3.7)$$

$$[W_2(z_r)] = [V_2(z_r)] + [Z_C] [I_2(z_r)] \quad (3.8)$$

$$[W_1^{(S)}(z)] = [V_1^{(S)}(z)] + [Z_C] [I_1^{(S)}(z)] \quad (3.9)$$

$$[W_2^{(S)}(z_r)] = [V_2^{(S)}(z_r)] + [Z_C] [I_2^{(S)}(z_r)] \quad (3.10)$$

On démontre alors à partir des équations des télégraphistes 3.5 et 3.6 que les relations de propagation sur la ligne multifilaire peuvent se mettre sous la forme :

$$[W_1(L)] = [\exp[-\gamma] L] [W_1(0)] + \int_0^L [\exp[-\gamma] (L - z')] [W_1^{(s)}(z')] dz' \quad (3.11)$$

$$[W_2(L)] = [\exp[-\gamma] L] [W_2(0)] + \int_0^L [\exp[-\gamma] (L - z'_r)] [W_2^{(s)}(z'_r)] dz'_r \quad (3.12)$$

On reconnaît la structure de l'équation du type 3.2 avec $[Z_C]$ la matrice impédance caractéristique et $[\gamma] = v.p. \{[Z] [Y]\}^{1/2}$ la matrice des exposants de propagation.

En conséquence de ce changement de variable, l'identification avec l'équation BLT (3.4) conduit à définir la supermatrice $[\Gamma]$ telle que

$$[\Gamma] = \begin{bmatrix} [\exp[-\gamma] L] & 0 \\ 0 & [\exp[-\gamma] L] \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Ainsi, une architecture complexe formée d'un nombre quelconque de liaisons multifilaires interconnectées peut être décrite par un réseau d'arêtes et de noeuds du même type que ceux définis plus haut en ce qui concerne les structures. Les lignes multifilaires sont conventionnellement appelées tubes tandis que les noeuds du réseau sont conventionnellement appelés jonctions.

Sur la base de ces concepts, un certain nombre de travaux ont été initiés notamment par l'ONERA en vue d'évaluer leur applicabilité dans le contexte de la protection des équipements électroniques aéronautiques vis-à-vis notamment des effets indirects de foudroiements. C'est dans ce contexte que j'ai effectué ma thèse sur ce sujet qui allait devenir ma première spécialité. Ces travaux de thèse démarrés dans la suite de celle de Jean-Philippe Parmantier (ONERA/Dassault Aviation/ Université de Lille) portaient sur l'applicabilité de la topologie électromagnétique aux réseaux de lignes de transmission non-uniformes. Un condensé très utile des principaux résultats obtenus et de certaines perspectives de la topologie électromagnétique a été publié assez récemment par Jean-Philippe Parmantier [7]. Le problème original sur lequel il m'a été donné de mener ma recherche part du constat

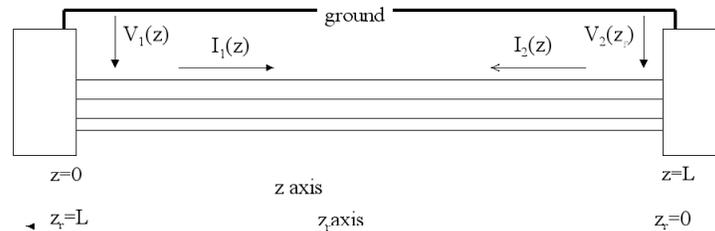


FIG. 3.3 – Ligne de transmission multiconducteur

que les lignes de transmission dans un avion sont très rarement uniformes : les conducteurs d'un même faisceau ne sont pas parallèles entre eux ni même au conducteur de référence. Le formalisme présenté plus haut suppose d'emblée que les paramètres linéiques des lignes de transmission sont indépendants de l'abscisse z . Nous avons proposé une démarche d'analyse et de traitement de ces non-uniformités³. La vocation de ce rapport n'étant pas de décrire mes travaux anté doctorat, je laisse le lecteur curieux se pencher, s'il le souhaite, sur les principaux résultats obtenus au cours de cette thèse en consultant les références suivantes[2, 3].

3.2.1.2 Approximations et recherche d'encadrement du niveau des perturbations sur les systèmes câblés (Période Post-Thèse)

A partir de 1994, mes travaux de recherche se sont principalement orientés vers une problématique qui reste, à mon sens, entièrement d'actualité. Les années 1990/2000 ont été déterminantes en ce qui concerne l'avènement de la simulation électromagnétique pour des domaines d'application évidemment très variés. Il faut y voir naturellement certains facteurs concomitants. D'une part, un bon nombre d'outils de calculs dotés de modèles de plus en plus étendus ont été développées et sont arrivés à une certaine maturité. Plus encore, les capacités de calcul ont effectivement rendu possible l'exécution de cas réalistes sur des stations de travail au coût plus abordable. Certaines sociétés ont donc vu le jour en proposant des outils possédant des interfaces utilisateurs de très bon niveau. Ces outils sont aussi aujourd'hui interfaçables avec bon nombre de logiciels industriels en pré-traitement ou post-traitement. Cela concerne également le logiciel CRIPE développé par l'ONERA et commercialisé par ESI. La diffusion progressive de la simulation numérique en CEM s'est donc effectuée progressivement, et le mouvement s'amplifie encore à l'heure actuelle.

³Avec le recul, c'est une nouvelle illustration du fait qu'un problème de "terrain", très loin a priori de la recherche fondamentale peut conduire à des travaux de recherches amont.

Il subsiste par contre une difficulté soulevée déjà depuis longtemps (voir par exemple [8] pour la description du problème et d'une solution possible) et qui pose un problème particulier de traitement : c'est l'analyse de la sensibilité des calculs de couplage à la variation des paramètres de calcul. En effet, il est particulièrement important de réaliser que les calculs d'interférences sur câbles supposent de connaître suffisamment d'information a priori. La figure 3.4 schématise la procédure habituelle de calcul d'interférence utilisant le formalisme topologique. On peut considérer que l'unité de traitement topologique a été validée dans maintes situations de couplage et plus récemment a démontré son efficacité dans des situations d'une complexité certaine [9, 10, 11]. La qualité des résultats dépend de l'identification des chemins de couplage mais également de la détermination de nombreux paramètres. Parmi ces derniers, l'estimation des paramètres linéiques ainsi que l'évaluation des circuits équivalents aux extrémités des câblages n'est pas sans poser de très importantes difficultés. Ceci est d'autant plus vrai que l'apport de la modélisation numérique des couplages s'avère utile en phase initiale de conception des systèmes plutôt qu'en phase de confrontation expérimentale. Deux voies de recherche complémentaires s'ouvrent à ce stade. La première voie concerne l'analyse des couplages dans des configurations pour lesquelles les différents paramètres ne sont connus qu'avec une certaine précision parfois modeste. Il convient dans ce cas de réaliser une analyse de sensibilité directement à partir de l'unité de traitement topologique ou mieux encore à partir d'un modèle réduit. L'orientation prise dans le cadre d'une recherche de niveau d'interférence consiste alors à évaluer le risque maximal encouru. Cette première voie a fait l'objet de nos travaux de recherches entre 1994 et 1997. La seconde voie s'engage plus délibérément à traiter une situation à caractère plus prédictive pour laquelle il existe de nombreux paramètres peu connus a priori tels les charges d'extrémité. Nous avons proposé plus récemment une nouvelle approche détaillée dans la section 3.4.3 de ce rapport, suite à notre réintégration au CNRS.

Les travaux menés pendant cette période ont été soutenus par la DGA/CEG (Centre d'études de Gramat). Ils ont fait l'objet de trois rapports de convention successifs [12, 13, 14]. Nous revenons donc ici à cette première approche qui se veut en cohérence avec la nature des besoins industriels en termes de calculs de compatibilité électromagnétique. En effet, la précision de calcul n'est pas en soi requise lors de l'analyse d'une situation de couplage électromagnétique. Pour illustrer cette notion, nous pouvons tenter de formaliser sur le plan électromagnétique le calcul CEM de la manière suivante. Toute évaluation d'un niveau d'interférence dans le domaine du temps ou de la fréquence peut être mise sous la forme :

$$y(u) = x(u) + \Delta x(u) \quad (3.14)$$

Dans cette expression $y(u)$ est une estimation par le calcul de la fonction $x(u)$ que l'on cherche à approcher et qui représente le système réel. La fonction $x(u)$ a éventuellement été mesurée notamment dans le cadre de la validation du modèle. Dans ce cas, on cherche naturellement à minimiser l'erreur de calcul $\Delta x(u)$. On admettra que cette opération donne un résultat satisfaisant lorsque les paramètres d'entrée du modèle sont connus avec précision. $\Delta x(u)$ est donc raisonnablement borné par $|\Delta_{max}x(u)|$:

$$y(u) \leq x(u) + |\Delta_{max}x(u)| \quad (3.15)$$

L'ingénieur CEM quant à lui est naturellement intéressé par la fiabilité du modèle mais plus encore par la sensibilité de $x(u)$ à certains paramètres. En effet, on peut admettre que d'une réalisation à l'autre du système étudié, on obtienne des variations de paramètres p_1, p_2, p_3, \dots :

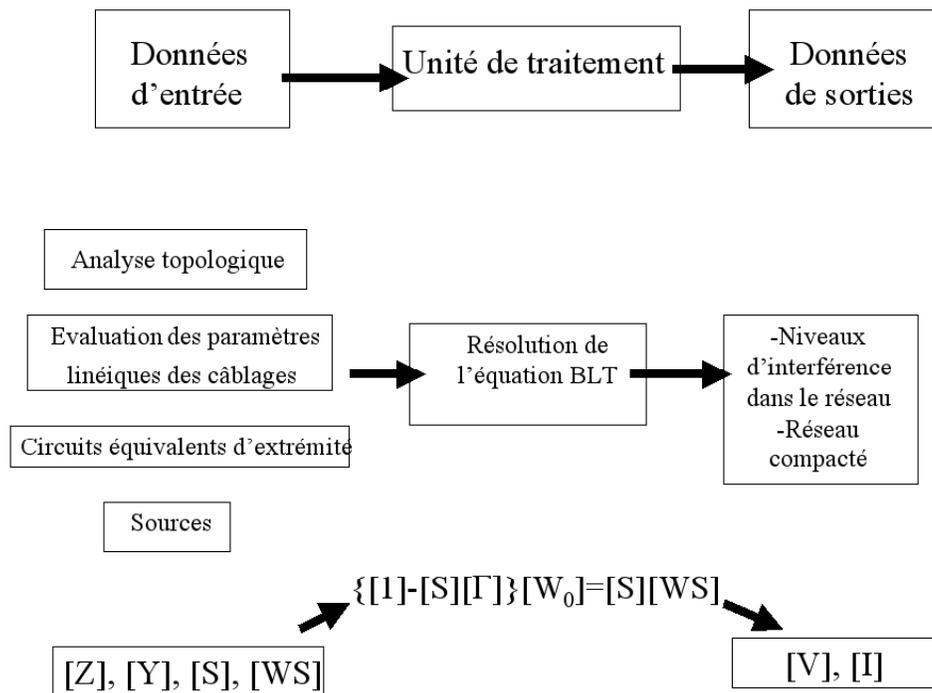


FIG. 3.4 – Schéma générique d'une résolution d'un problème de calcul d'interférence dans le formalisme topologique

$$x(u) = f(p_1, p_2, p_3 \dots) \quad (3.16)$$

Ce qui importe au concepteur dans ce cas est de connaître le risque maximum encouru et donc la fonction $x_{max}(u)$ telle que :

$$x_{max}(u) = Max |x(u)| \forall p_i \quad (3.17)$$

ou de façon encore plus limitée :

$$Max_u \{x_{max}(u)\} \quad (3.18)$$

Par conséquent, l'intérêt d'une modélisation a priori reste entier si par une méthode de calcul quelconque et connaissant $p_1, p_2, p_3 \dots$ on évalue une valeur limite $y_{lim}(u)$ de $y(u)$ telle que :

$$y_{lim}(u) = x_{max}(u) + |\Delta_{max}x(u)| \forall u \quad (3.19)$$

où à défaut sous une forme probabiliste :

$$P(y_{lim}(u)) \leq 1 - \beta \quad (3.20)$$

Où β représente le risque de sous estimation de la fonction limite.

D'une manière générale, il existe une non conformité potentielle en CEM lorsque le signal mesuré excède un certain gabarit ou une spécification. La détermination d'une fonction limite $y_{lim}(u)$ de type 3.19 est donc particulièrement intéressante pour le concepteur. Il existe naturellement deux difficultés inhérentes à cette procédure. La première difficulté consiste à extraire des fonctions limites à partir d'un problème de couplage conventionnel. La seconde difficulté est en outre de trouver une fonction limite raisonnable et donc utilisable sur le plan pratique.

Nous avons donc consacré une part importante de nos travaux à rechercher des fonctions limites via différentes approches. L'outil matriciel offert par la topologie électromagnétique a tout d'abord représenté un outil important d'analyse. Les ressources offertes par le formalisme topologique ont notamment été étudiées en la matière par Agrawal et Baum dans un article très théorique ne présentant pas de résultats d'application [15].

La principale approche que nous avons poursuivie a donc été de rechercher une application possible de ces travaux. Nous illustrons cette approche en réétudiant la configuration d'une ligne de transmission multiconducteur de la figure 3.3. Nous nous intéressons à déterminer les limites des courants induits sur la ligne de transmission. Le vecteur de courant sur la ligne est défini par

$$[I_1(z)] = \frac{1}{2} [Z_C]^{-1} \{[W_1(z)] - [W_2(L - z)]\} \quad (3.21)$$

A partir des équations de propagation 3.11 et 3.12 on peut montrer assez directement la propriété suivante :

$$\|[I_1(z)]\| \leq \frac{1}{2} \{ \|[Z_C]^{-1} [W_1(z)]\| + \|[Z_C]^{-1} [W_2(L - z)]\| \} \quad (3.22)$$

Les normes des ondes $[W_1(z)]$ et $[W_2(z)]$ sont reliées d'une part aux normes des vecteurs d'ondes sources appliquées sur la ligne de transmission et d'autre part aux matrices S de répartition

d'énergie qui dépendent des charges d'extrémité de la ligne de transmission. On peut démontrer que le module de la i ème composante du vecteur courant est limité par :

$$|I_i(z)| \leq \sum_j |Z_{cij}^{-1}| \{|W_1(z)_j| + |W_2(L-z)_j|\} \quad (3.23)$$

Les relations liant les ondes progressives et régressives sur le réseau sont associées aux paramètres S fixant la répartition d'énergie aux extrémités de la ligne de transmission. Elles sont définies à partir de l'équation BLT (3.4) :

$$\begin{bmatrix} [1] & [S_1] [\exp[-[\gamma]L]] \\ [S_2] [\exp[-[\gamma]L]] & [1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [W_1(0)] \\ [W_2(0)] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S_1] \left[\int_0^L [\exp[-[\gamma](L-z'_r)]] [W_2^{(s)}(z'_r)] dz'_r \right] \\ [S_2] \left[\int_0^L [\exp[-[\gamma](L-z')]] [W_1^{(s)}(z')] dz' \right] \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Nous illustrons cette approche dans le cadre très simple d'une ligne de transmission comportant un seul conducteur excité par une source locale en $z = z_s$ de tension unitaire de la forme $[V_1^{(s)}(z)] = \delta(z - z_s)$. Cette ligne de transmission est chargée par deux résistances d'extrémité R_1 et R_2 de valeur quelconque. Après quelques manipulations élémentaires à partir de 3.23, 3.11, 3.12 et 3.24 on montre alors le résultat suivant :

$$|I(z)| \leq \frac{1}{R_A + R_B} \quad (3.25)$$

avec $R_A = R_1$ si $R_1 < Z_C$, $R_A = \frac{Z_C^2}{R_1}$ si $R_1 > Z_C$ et de même $R_B = R_2$ si $R_2 < Z_C$, $R_B = \frac{Z_C^2}{R_2}$ si $R_2 > Z_C$.

Le courant est donc limité, ce qui n'est pas une surprise par les impédances d'extrémité. La nature du niveau majorant dépend de la valeur relative de ces impédances par rapport à l'impédance caractéristique. Dans le cadre d'une ligne sans pertes, ce majorant constitue effectivement la valeur limite du courant dans le cas où une impédance au moins est inférieure à l'impédance caractéristique. Dans le cas contraire c'est le majorant de $V(z)$ qu'il faut rechercher. Nous avons montré que ce résultat est parfaitement généralisable au cas d'une ligne de transmission homogène multiconductrice. Le type de majorant ainsi déterminé ne représente en somme qu'un scalaire. Dans le domaine de fréquence où les phénomènes de propagation entrent en jeu, il peut être assez réaliste. Il peut être par contre potentiellement totalement surévalué dans le domaine basse fréquence. Cette approche a donc été complétée par une recherche de majoration à partir d'une approche de type circuit équivalent basse fréquence d'une ligne de transmission. Développée dans le cadre d'une ligne de transmission multiconducteur, elle permet effectivement de relier la borne maximale du courant aux valeurs maximales des mutuelles capacitives et inductives de couplage notamment. Les résultats de cette approche ont été présentés dans [16].

Parallèlement, nous avons également à la fin de notre thèse démontré le principe d'application du formalisme topologique au cas des liaisons blindées. Il est apparu utile d'approfondir cette question dans le cadre d'une thèse de doctorat démarrée dès 1992. La thèse de Pierre Wallet[17] a porté essentiellement sur l'applicabilité de la topologie électromagnétique à la modélisation des phénomènes décrivant les couplages aux faisceaux de câbles blindés. Sur le plan théorique, l'adaptation du formalisme topologique au traitement de câbles blindés ne pose pas en principe de difficultés

majeures, mais il existe deux stratégies différentes à appliquer suivant le problème étudié. L'approximation de bon blindage, s'il elle est applicable, autorise à traiter le problème en deux étapes. Le blindage apparaît alors comme une frontière topologique et le problème interne (respectivement externe) peut être calculé à partir de sources produites par le problème externe (respectivement interne). Au contraire, un blindage interrompu ou présentant par exemple des points de fuites localisés importants sera traité comme un conducteur banalisé. Dans ce contexte, une référence de potentiel unique est imposée à l'ensemble des conducteurs et il faut alors rechercher l'expression des matrices de propagation et de matrice d'impédance caractéristique hybrides de ce type de système. La pertinence de ces stratégies via l'analyse des différents paramètres qui influencent la quantification des couplages a été analysée en détail au cours de cette thèse. L'approche topologique se révèle en fin de compte tout à fait pertinente mais ne résoud pas le problème de la quantification préalable des paramètres du calcul associés au câbles blindés dont certains se caractérisent par une très grande sensibilité.

3.2.2 AXE 2 Modélisation numérique des champs électromagnétiques dans des structures 3D via la méthode TLM 3D (Transmission Line Matrix). Application à la modélisation des chambres réverbérantes à brassage de modes

L'objectif initial de cette activité de recherche, démarrée ex-nihilo au L.R.PE. en 1994 était de maîtriser la modélisation numérique 3D en vue d'applications CEM à une époque où l'avènement des méthodes numériques de calcul était prévisible. L'augmentation des capacités des calculateurs, la panoplie des phénomènes physiques devenus accessibles à la modélisation ainsi que les progrès en cours en matière d'interface homme machine le laissaient présager. Le choix de la méthode TLM 3D s'est effectué au cours de l'année 1995 non sans s'être au préalable formé aux différentes méthodes envisageables (équations intégrales, différences finies, éléments finis...). La motivation pour la TLM 3D provenait, outre les avantages inhérents aux calculs effectués dans le domaine temporel, de l'extrême simplicité de son algorithme, de sa capacité potentielle à intégrer des éléments de différentes natures (matériaux minces ou épais notamment). Corrélativement, nous considérons qu'il était important de se former et de maîtriser complètement une méthode de ce type car outil de calcul à la base il devait évoluer vers un outil de recherche comportant donc des modules spécifiques à développer en vue de résoudre des problématiques de couplages électromagnétiques variées. La TLM 3D possède en outre des propriétés intéressantes (prise en compte d'éléments localisés, bonnes caractéristiques de dispersion notamment en milieu confiné) et une communauté était en train de se former autour de cet outil. Ceci est aujourd'hui confirmé par l'apparition d'outils commercialisés et du succès grandissant de la TLM.

3.2.2.1 Introduction à la méthode T.L.M.

Le principe de base de la méthode TLM [18] est en fait extrêmement simple et en somme proche de la méthode plus classique des différences finies dans le domaine temporel basée sur la cellule de Yee et le calcul entrelacé des champs électriques et magnétiques. A la différence de cette dernière, la TLM effectue ce calcul simultanément au centre de la maille élémentaire de discrétisation. Le schéma de propagation de la méthode TLM s'inspire du principe de rayonnement des sources lu-

mineuses tel qu'il a été découvert par Huygens au XVIIème siècle. Suivant ce principe, une source ponctuelle de rayonnement, après un temps de propagation dt se décompose en un ensemble de sources secondaires disposées uniformément sur le périmètre d'une sphère de rayonnement centrée sur la source primaire et dont le rayon est $(dt)v$ où v est la vitesse de propagation du milieu. A leur tour, ces sources secondaires rayonnent de façon similaire. Le principe de conservation d'énergie (si le milieu est sans perte) conditionne le calcul de l'amplitude de ses sources. La méthode TLM n'est autre que la discrétisation de ce processus. Le maillage TLM est constitué de lignes de transmission fictives le long desquelles les sources se propagent. Dans l'espace à trois dimensions, une cellule élémentaire est constituée de 12 lignes de transmission qui partant du centre de la cellule sont orientées suivant les directions positives et négatives du repère cartésien, et ce suivant les 2 polarisations orthogonales à la direction de propagation. Ainsi dans un maillage TLM la source suivant sa direction de propagation et sa polarisation est propagée sur un sous ensemble de ces lignes de transmission. Elle donne naissance à des sources secondaires qui au bout d'un temps de propagation Δt va se connecter aux cellules voisines et ainsi de suite... Les courants et différences de potentiels sur les lignes de transmission sont associés aux champs magnétique et électrique, respectivement. De même, la perméabilité magnétique du milieu de propagation (respectivement la permittivité diélectrique) est équivalente à l'inductance linéique (respectivement la permittivité diélectrique) des lignes de transmission.

Les bases de cette méthode ont été jetées tout d'abord par P.B. Johns et R.L. Beurle dans un article de 1971 [19] pour traiter de la propagation électromagnétique dans un espace à 2 dimensions. Elle a ensuite rapidement été étendue au domaine volumique [20]. Cependant l'invention du noeud condensé symétrique par P.B. Johns [21] a très largement simplifié et amélioré la méthode et constitue la pierre angulaire autour de laquelle ont été construits bon nombre de travaux postérieurs (y compris le développement de nouveaux noeuds aux propriétés plus élaborées). Le noeud condensé symétrique est représenté en figure 3.5. La numérotation des branches est parfaitement arbitraire, mais elle est communément adoptée par convention. Il est constitué de 12 lignes de transmission de longueur $\Delta l/2$ parcourant les trois directions de l'espace au sein d'une maille élémentaire cubique de longueur d'arête Δl . Le maillage global est constitué par la connexion des lignes de transmission sur tout le volume de calcul.

Nous n'établirons pas l'ensemble des relations constitutives du noeud condensé symétrique, mais nous donnons un aperçu de leur construction. Nous notons par V_k^{inc} l'onde incidente sur la branche $k \forall k \in [1, 12]$. Par construction, au temps $t = t_0$ pour lequel les ondes sont incidentes au centre de la maille, on définit les champs électrique et magnétique par :

$$E_x = (V_1^{inc} + V_2^{inc} + V_9^{inc} + V_{12}^{inc})/(2\Delta l) \quad (3.26)$$

$$E_y = (V_3^{inc} + V_4^{inc} + V_8^{inc} + V_{11}^{inc})/(2\Delta l) \quad (3.27)$$

$$E_z = (V_5^{inc} + V_6^{inc} + V_7^{inc} + V_{10}^{inc})/(2\Delta l) \quad (3.28)$$

$$H_x = (V_4^{inc} - V_5^{inc} + V_7^{inc} - V_8^{inc})/(2\Delta l)/Z_0 \quad (3.29)$$

$$H_y = (-V_2^{inc} - V_6^{inc} + V_9^{inc} - V_{10}^{inc})/(2\Delta l)/Z_0 \quad (3.30)$$

$$H_z = (-V_3^{inc} + V_1^{inc} + V_{11}^{inc} - V_{12}^{inc})/(2\Delta l)/Z_0 \quad (3.31)$$

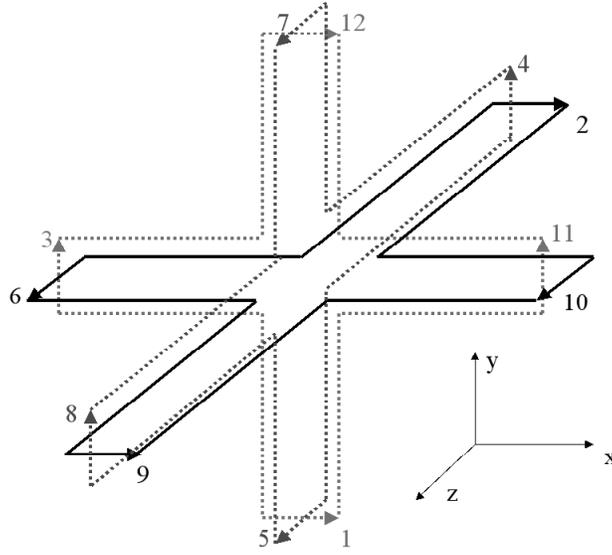


FIG. 3.5 – Le noeud condensé symétrique, cellule élémentaire pour la méthode TLM

Supposons une onde incidente sur la branche n°1. Nous laissons le soin aux lecteurs courageux d'effectuer le raisonnement pour les 11 autres branches ! D'après l'orientation de la ligne de transmission concernée, l'excitation associée correspond à la composante de champ électrique E_x , et à la composante du champ magnétique H_z . Suivant la troisième composante de la loi de Maxwell-Faraday :

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} H_z \quad (3.32)$$

cette excitation est couplée à l'association des composantes E_y et H_z . Ceci correspond donc à un transfert d'énergie vers les ports 3 et 11 du noeud condensé symétrique. Dans le même temps, suivant la première composante de la loi de Maxwell-Ampère :

$$\frac{\partial H_y}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial y} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} E_x \quad (3.33)$$

cette excitation est couplée à l'association des composantes E_x et H_y . Ceci correspond donc à un transfert d'énergie vers les ports 2 et 9 du noeud condensé symétrique.

Les règles de conservation d'énergie et la symétrie du noeud permettent d'établir les relations constitutives suivantes. Soit V_k^{ref} l'onde réfléchie sur la branche $k \forall k \in [1, 12]$ au centre du noeud condensé symétrique au temps $t = t_0^+$. La répartition d'énergie (réflexion) sur le noeud s'écrit sous la forme élémentaire suivante :

$$V_1^{ref} = \frac{1}{2}(V_2^{inc} + V_3^{inc} + V_9^{inc} - V_{11}^{inc}) \quad (3.34)$$

$$V_2^{ref} = \frac{1}{2}(V_1^{inc} + V_6^{inc} - V_{10}^{inc} + V_{12}^{inc}) \quad (3.35)$$

$$V_3^{ref} = \frac{1}{2}(V_1^{inc} + V_4^{inc} + V_8^{inc} - V_{12}^{inc}) \quad (3.36)$$

$$V_4^{ref} = \frac{1}{2}(V_3^{inc} + V_5^{inc} - V_7^{inc} + V_{11}^{inc}) \quad (3.37)$$

$$V_5^{ref} = \frac{1}{2}(V_4^{inc} + V_6^{inc} - V_8^{inc} - V_{10}^{inc}) \quad (3.38)$$

$$V_6^{ref} = \frac{1}{2}(V_2^{inc} + V_5^{inc} + V_7^{inc} - V_9^{inc}) \quad (3.39)$$

$$V_7^{ref} = \frac{1}{2}(-V_4^{inc} + V_6^{inc} + V_8^{inc} + V_{10}^{inc}) \quad (3.40)$$

$$V_8^{ref} = \frac{1}{2}(V_3^{inc} - V_5^{inc} + V_7^{inc} + V_{11}^{inc}) \quad (3.41)$$

$$V_9^{ref} = \frac{1}{2}(V_1^{inc} - V_6^{inc} + V_{10}^{inc} + V_{12}^{inc}) \quad (3.42)$$

$$V_{10}^{ref} = \frac{1}{2}(-V_2^{inc} + V_5^{inc} + V_7^{inc} + V_9^{inc}) \quad (3.43)$$

$$V_{11}^{ref} = \frac{1}{2}(-V_1^{inc} + V_4^{inc} + V_8^{inc} + V_{12}^{inc}) \quad (3.44)$$

$$V_{12}^{ref} = \frac{1}{2}(V_2^{inc} - V_3^{inc} + V_9^{inc} + V_{11}^{inc}) \quad (3.45)$$

Au bout du temps élémentaire de propagation ($\Delta l/2v$, où v est la vitesse de propagation du milieu) les ondes réfléchies parviennent aux extrémités des branches. Elles sont alors connectées aux noeuds voisins et parviennent au centre de ceux-ci au bout de $\Delta t = \Delta l/v$. Supposons le noeud de coordonnées (i,j,k) où i,j,k sont des nombres entiers tels que $x = i\Delta x$, $y = j\Delta y$, $z = k\Delta z$, avec $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta l$. Les connexions en ce noeud s'écrivent :

$$(V_1^{inc}(i, j, k))_{t_0+\Delta t} = V_{12}^{ref}(i, j - 1, k) \quad (3.46)$$

$$(V_2^{inc}(i, j, k))_{t_0+\Delta t} = V_9^{ref}(i, j, k - 1) \quad (3.47)$$

$$(V_3^{inc}(i, j, k))_{t_0+\Delta t} = V_{11}^{ref}(i - 1, j, k) \quad (3.48)$$

$$(V_4^{inc}(i, j, k))_{t_0+\Delta t} = V_8^{ref}(i, j, k - 1) \quad (3.49)$$

$$(V_5^{inc}(i, j, k))_{t_0+\Delta t} = V_7^{ref}(i, j - 1, k) \quad (3.50)$$

$$(V_6^{inc}(i, j, k))_{t_0+\Delta t} = V_{10}^{ref}(i - 1, j, k) \quad (3.51)$$

$$(V_7^{inc}(i, j, k))_{t_0+\Delta t} = V_5^{ref}(i, j + 1, k) \quad (3.52)$$

$$(V_8^{inc}(i, j, k))_{t_0+\Delta t} = V_4^{ref}(i, j, k + 1) \quad (3.53)$$

$$(V_9^{inc}(i, j, k))_{t_0+\Delta t} = V_2^{ref}(i, j, k + 1) \quad (3.54)$$

$$(V_{10}^{inc}(i, j, k))_{t_0+\Delta t} = V_6^{ref}(i + 1, j, k) \quad (3.55)$$

$$(V_{11}^{inc}(i, j, k))_{t_0+\Delta t} = V_3^{ref}(i + 1, j, k) \quad (3.56)$$

$$(V_{12}^{inc}(i, j, k))_{t_0+\Delta t} = V_{12}^{ref}(i, j + 1, k) \quad (3.57)$$

Ainsi, le noyau de calcul de l'algorithme TLM est-il constitué de 2 opérations successives élémentaires de répartition (relations 3.34 à 3.45) et de connexion (relations 3.46 à 3.57) pour chaque maille du volume discrétisé au rythme de la discrétisation temporelle Δt .

Naturellement, la méthode TLM s'est rapidement étoffée pour modéliser différents phénomènes de propagation ou de couplages rencontrés dans le domaine de l'étude des dispositifs hyperfréquences et plus récemment de la CEM. Le noeud condensé symétrique hybride [22] permet notamment la simulation de milieux inhomogènes, anisotropiques, avec un pas de maillage variable. La modélisation de milieux à pertes [23], de composants linéaires ou non linéaires [24], de matériaux aux propriétés électromagnétiques complexes [25, 26, 27], l'incorporation de fils conducteurs [28] [29] sont autant d'outils qui ont été progressivement développés. On peut donc considérer que cette méthode présente des atouts tout à fait comparables à la méthode des différences finies basée sur la cellule de Yee.

3.2.2.2 Développements et applications

J'ai donc développé un noyau de calcul de type TLM 3D en 1995 sur la base du noeud condensé symétrique. Cette période a coïncidé avec certaines interrogations théoriques issues des travaux de thèse de Nicolas Lamblain menés à l'université de Lille sur les chambres réverbérantes. Du fait de l'excellente caractéristique de dispersion de la méthode TLM [30], celle-ci semblait bien adaptée à l'étude des modes de propagation dans une enceinte réverbérante. On a pu ainsi démontrer que la porte d'une cage de Faraday pouvait être à l'origine de la levée de dégénérescence de modes TM et TE au sein de celle-ci. Cette levée de dégénérescence s'explique par la légère déformation géométrique du parallélépipède introduite par la seule porte. Nous nous sommes ensuite intéressés à l'étude des mécanismes permettant l'obtention de l'homogénéité statistique du champ dans la cage. Une simulation unique par la méthode TLM permet en effet après convolution avec des signaux temporels de bande passante variable d'établir les propriétés d'homogénéité du champ. Nous avons ainsi montré que l'homogénéité du champ est d'autant meilleure que la fréquence porteuse du signal appliqué ainsi que sa bande passante augmentent. L'incorporation de pertes réalistes aurait pu alors permettre d'estimer par la modélisation la bande passante nécessaire à l'obtention d'une homogénéité suffisante. A la lumière des travaux menés depuis sur la question, avec des moyens plus sophistiqués, ces analyses présentaient un premier embryon de résultats sur la question encore ouverte à ce jour de la modélisation du comportement des chambres à brassage de modes [31]. Nous avons initié également un certain nombre de calculs sur structures simples en vue notamment d'étudier l'articulation avec les outils topologiques de calcul des couplages aux câbles. Cependant, ces travaux se sont interrompus à mon départ de Lille, début 1997.

3.2.2.3 Changement d'orientation

La fin de cette première période correspond à un changement d'orientation professionnelle ayant pour origine factuelle la création du CERPEM à Laval, ce qui représentait donc une oppor-

tunité. Ce changement d'orientation correspond également très prosaïquement au sentiment que faire de la compatibilité électromagnétique sans viser finalement une amélioration des procédés et méthodes industrielles pratiquées est inutile. L'utilité du chercheur réside certainement dans la capitalisation du savoir, mais dans un domaine comme la CEM, cette capitalisation doit déboucher sur l'acquisition d'une expertise dont on peut faire profiter nos interlocuteurs notamment industriels, dans le cadre d'opérations de transfert de technologies. La connaissance du tissu économique, des mécanismes financiers et industriels de production, la place de l'innovation et sa genèse dans un processus industriel sont autant de facteurs qui portés à la connaissance d'un chercheur sont autant de ressources possibles. Parmi également les idées qui commençaient à germer dans mon esprit à cette époque, il me semblait déjà que la meilleure façon d'apporter l'innovation, si du moins cette prétention est justifiée, est encore de l'apporter soi-même. Ma formation d'ingénieur me portait également à mieux connaître cet environnement. Ajoutez-y une certaine dose de curiosité et nous voilà parti pour l'aventure.

3.3 Seconde période : Février 1997-Juin 2002

La motivation initiale du CERPEM était de démontrer la valeur ajoutée importante que pouvait apporter une structure souple, dotée de moyens et de compétences scientifiques pointues pour améliorer les processus industriels de conception et de protection CEM. Nous y sommes parvenus de très diverses façons en coordonnant des activités de recherches appliquées, en analysant les points durs à l'aide d'une démarche scientifique jusqu'à l'obtention de solutions potentiellement industrialisables. L'activité de recherche menée durant cette période recouvre des activités de nature sensiblement différente des activités menées classiquement dans le cadre de projets académiques. Ces différences peuvent être de plusieurs ordres, on les retrouve seules ou toutes suivant les projets traités. Tout d'abord, la durée du projet peut être largement inférieure aux constantes de temps habituelles de la recherche académique. L'objectif est plus volontiers dirigé vers la mise sur le marché de produits et de services nouveaux. La notion de résultat ou de valorisation est liée à la dynamique qu'entraînera le projet en terme de développement, de valeur ajoutée pour le propriétaire des résultats. Dans ces conditions, la préoccupation concernant l'excellence scientifique attestée par des publications dans des revues à comité de lecture est une préoccupation mineure voire nulle. Il faut également rappeler que la mission de recherche telle qu'elle est conçue au CERPEM s'inscrit dans un continuum d'objectifs très large puisque les activités englobent également les études, expertises de calcul/mesure et la formation professionnelle. En vue de ce dossier de synthèse nous retiendrons seulement 3 thèmes significatifs de la nature de nos activités illustrant en somme ce que nos compétences antérieures acquises notamment dans le domaine de la topologie électromagnétique ont apporté à différents types de projets. Pour avoir une idée plus générale de la diversité des activités menées durant cette période le lecteur pourra se pencher sur les éléments de mon CV détaillé (section 2.1).

3.3.1 Méthodologie d'analyse de la susceptibilité électromagnétique de complexes industriels. Application au centre spatial guyanais

Dans ce qui suit, on entend par complexe industriel, un site de production comprenant plusieurs bâtiments avec interconnexions des différents réseaux de distribution électrique, de télécommunications, informatiques, ou encore de fluides... La problématique des études menées au CERPEM dans ce contexte concerne la mise en oeuvre des moyens nécessaires à la protection des équipements et processus de production à forte valeur ajoutée vis-à-vis de phénomènes électromagnétiques naturels ou artificiels. On pense en particulier à la protection contre les effets directs et indirects de foudroiements sur le site ou à proximité. La protection foudre de sites (notamment des monuments classés) est régie par un certain nombre de dispositions réglementaires, et étayée par un ensemble complexe de normes et règles d'installation. C'est plus particulièrement vrai de la protection directe contre le foudroiement et ses effets dévastateurs. La protection des équipements électriques et électroniques requiert cependant une analyse plus spécifique qui comprend en particulier l'immunité dite aux ondes de choc⁴, signal résiduel obtenu en principe après protection primaire des circuits électriques.

Il faut noter cependant que les dispositions prises relèvent pour l'essentiel du strict respect de règles d'installations. La validation de la protection est en général visuelle et nécessite d'ailleurs

⁴A l'instar de la norme EN/IEC 61000-4-5

un oeil exercé et donc une solide expérience de terrain pour détecter l'éventuelle dégradation au cours du temps des installations et dispositifs de protection. En priorité, l'obtention d'un niveau d'équipotentialité raisonnable, compte tenu de la forme d'onde du perturbateur, est un élément essentiel. De même, la qualité des prises de terre conditionne les circulations de courants de foudre. L'inspection des prises de terre est donc un point critique. Il faut noter que cette inspection se fait généralement uniquement au moyen de l'injection d'un signal continu (ou 50 Hz). L'installation et les dispositifs de protection ne sont donc pas soumis à une agression représentative de la foudre afin d'évaluer leur immunité. En réalité, la conduite de tels essais, outre leur difficulté de mise en oeuvre, exige un plan de sécurité drastique entraînant l'interruption des opérations de production. Ils ne peuvent donc être menés en pratique.

3.3.1.1 Le projet européen MESA

L'objectif du projet européen (4^{ème} PCRD) MESA (methodology for susceptibility analysis) dont j'ai assumé l'assistance à la coordination était précisément de pallier les insuffisances de cette procédure d'évaluation de la qualité de protection électromagnétique des sites industriels. Le principe retenu est le suivant. Il s'agit d'utiliser un générateur d'impulsion produisant un spectre suffisamment représentatif du perturbateur, typiquement aux alentours de quelques MHz pour le spectre du courant de foudre. Cependant, l'injection est réalisée à faible niveau, c'est-à-dire compatible avec la mise en oeuvre de mesures de sécurité élémentaires. La propagation et le couplage de l'impulsion sont étudiés en différents points stratégiques du site à évaluer. L'injection est également produite en différents points d'impact. Parallèlement, on cherche à partir de la description et de la visualisation de l'ensemble des infrastructures et des réseaux électriques, à extraire un modèle topologique des interactions électromagnétiques. L'ensemble des résultats expérimentaux obtenus permet la validation du modèle topologique (outil CRIPTÉ de l'ONERA). L'analyse des résultats pour une agression réelle est ensuite obtenue par calcul.

Les outils produits par le consortium (AEA technology, APAVE, CERPEM, DIMENSIONS, EA technology, ONERA, TUV) sont essentiellement le générateur d'impulsion, les modules de calcul nécessaires incorporés au logiciel de calcul CRIPTÉ (calcul sur réseaux des interactions perturbatrices en topologie électromagnétique) et la méthodologie de mise en oeuvre de ces moyens sur site pour en analyser le niveau de protection. Les caractéristiques essentielles du générateur étaient les suivantes : une différence de potentielle ajustable entre 3 kV et 25kV, un courant maximum débité de 2000 A avec un temps de montée typique de 500 nS en condition de shunt. La capacité interne du générateur est de $1 \mu F$ et son impédance de source de 10 Ohm. Le temps à mi-hauteur est ainsi de l'ordre de $50 \mu s$. Il est doté de capteurs de courant et de différence de potentiel reliés à des chaînes d'acquisition de bande passante de 10 MHz. En conséquence, il est parfaitement dimensionné pour générer une excitation représentative sur le plan de la forme d'onde d'un impact foudre, mais limité à un niveau très nettement inférieur à ceux enregistrés en cas de foudroiement réel⁵. Le logiciel CRIPTÉ a intégré au cours de ce projet des modules de calcul nécessaire à la prise en compte de lignes de transmission ayant comme référence un sol imparfaitement conducteur, qu'ils soient enfouis ou aériens. Il a également intégré les modèles les plus courants de prises de terre. Enfin, la méthodologie proposée par le consortium consiste en la réalisation de certaines injections en des points critiques de l'installation (prises de terre, conducteurs de liaison à la terre,

⁵La valeur typique du courant maximal lors d'un foudroiement est de 25 kA, mais il peut atteindre 100 kA voire plus selon les estimations réalisées à partir de différentes campagnes de mesure menées à travers le monde.

conduits métalliques...) et à déduire à partir des relevés de courants ou tensions réalisés en différents lieux du site, un modèle topologique réaliste permettant de rendre compte du cheminement des courants à partir du point d'injection. Le modèle topologique global de la zone à étudier est ainsi progressivement constitué et validé au fur et à mesure de la campagne de mesure sur site. C'est à partir de ce modèle que l'évaluation de la protection foudre est réalisée. Pour ce faire, un impact à niveau réel est simulé (l'hypothèse de linéarité est retenue) dans des conditions d'injection plus proches de la réalité, puisque contrairement au générateur utilisé, une injection théorique permet de ne pas favoriser le retour de courant par un chemin privilégié. Un diagnostic de la protection peut être alors proposé sur la base notamment du calcul des niveaux d'équipotentialité des structures.

Les outils (générateur et modèles) ont été validés au cours de campagnes successives de mesure sur différents sites en France, Angleterre et en Allemagne. De nombreuses configurations d'injection et de mesures ont été testées et modélisées avec succès. La mise en oeuvre de la méthodologie à l'épreuve de la globalité d'une protection foudre d'un système complexe a fait l'objet d'une recherche approfondie, mais n'a pas réellement été évaluée à pleine échelle dans le cadre de ce projet européen. Sa mise en oeuvre allait être directement testée dans un cadre majeur.

3.3.1.2 Analyse de la protection foudre au centre spatial guyanais

En effet, les résultats obtenus [32] par le consortium en charge de ce projet ont suscité un vif intérêt de la part de l'agence spatiale européenne (ESA). Ils montrent en particulier qu'une telle approche permet de cerner et de quantifier sans commune mesure avec les méthodes précédentes le rôle réel joué par la mise en place d'une protection spécifique. Un nouveau consortium constitué par l'ONERA, la DGA (centre d'essais aéronautique de Toulouse -CEAT- et centre d'études de Gramat -CEG-) et le CERPEM s'est donc proposé d'analyser à la demande du CNES et de l'ESA la protection électromagnétique du centre spatial guyanais au travers de la méthodologie et des outils développés dans le cadre de MESA. Au cours de deux campagnes d'essais d'une durée totale d'un mois, nous avons ainsi analysé, à partir de cette méthodologie et de ces outils, la protection foudre de différents sites du CSG en particulier l'ensemble de lancement ELA 3, le bâtiment dédié à la préparation des charges utiles (ECPUS5) ainsi que le bâtiment d'assemblage final (BAF) d'Ariane V.

L'objectif général des campagnes d'essais qui se sont déroulées en novembre 2001 et avril 2002 était d'établir un diagnostic général et de fournir d'éventuelles recommandations à Ariane Espace quant à la protection foudre de ses installations. Nous présentons dans le cadre de ce document un aperçu de la démarche adoptée lors de cette campagne en restreignant notre propos à l'analyse de l'ensemble de lancement d'ARIANE V. L'ensemble ELA 3 (figure 3.6) est un site à ciel ouvert où le lanceur est placé environ 24 heures avant son lancement. Il est alors connecté à la tour de contrôle et de servitudes dite tour Cazes. Pendant ces 24 heures la fusée offre évidemment un promontoire de choix dans une région où les phénomènes orageux sont fréquents. Dès lors, une protection foudre est indispensable. Elle est constituée par un système de 4 pylônes qui soutiennent des câbles métalliques formant ainsi un quadrilatère. Ces câbles métalliques sont isolés des pylônes au moyen de supports cylindriques (rouges) de 15 mètres de hauteur. Au dessus de chacun de ses isolateurs sont placés des paratonnerres (pointes métalliques) reliés au quadrilatère conducteur. Ces paratonnerres favorisent naturellement le cheminement du canal de foudre. Aux quatre angles de cette gigantesque construction sont arrimés des câbles d'aciers qui assurent la connexion à quatre prises de terre situées à environ 150 mètres (distance au sol) des pylônes. Cet ensemble constitue



FIG. 3.6 – Vue de l'ensemble de lancement Ariane V. On distingue en particulier la protection secondaire de la tour Cazes avec au premier plan un câble de connexion à une prise de terre (protection secondaire de la tour)

la protection principale du site. Une protection secondaire suivant le même principe est installée au dessus de la tour Cazes et nécessite une cinquième et dernière prise de terre. Un schéma de principe de l'installation est donné à la figure 3.7. Il donne une idée générale de l'architecture de la protection foudre et des différents éléments de structure du site. On notera que l'objectif de cette protection est double. Il s'agit d'une part de favoriser le cheminement des courants de foudre à distance du lanceur. D'autre part, la symétrie de la protection permet également de limiter le rayonnement en champ magnétique au niveau du lanceur et donc de diminuer les risques associés aux effets indirects du foudroiement.

La démarche de l'analyse a consisté en la réalisation d'injections en particulier au niveau des différentes prises de terre du système, ce qui a notamment permis de s'assurer de leur éventuelle interconnexion par le fond de fouille. Le rôle des différentes canalisations a également été évalué de cette manière. Les modèles de couplages de la zone ont ainsi été progressivement établis et validés à partir de la collection d'un important ensemble de résultats. Il faut ici souligner le fait que cette entreprise ne représentait pas une mince affaire. La mesure sur un site aussi important a nécessité le déploiement de centaines de mètres de fibre optique reliant les sondes de mesure au shelter d'acquisition. Le générateur a dû être installé au sein d'un véhicule climatisé permettant surtout de limiter le taux d'humidité fort élevé en Guyane. Heureusement, l'établissement des modèles

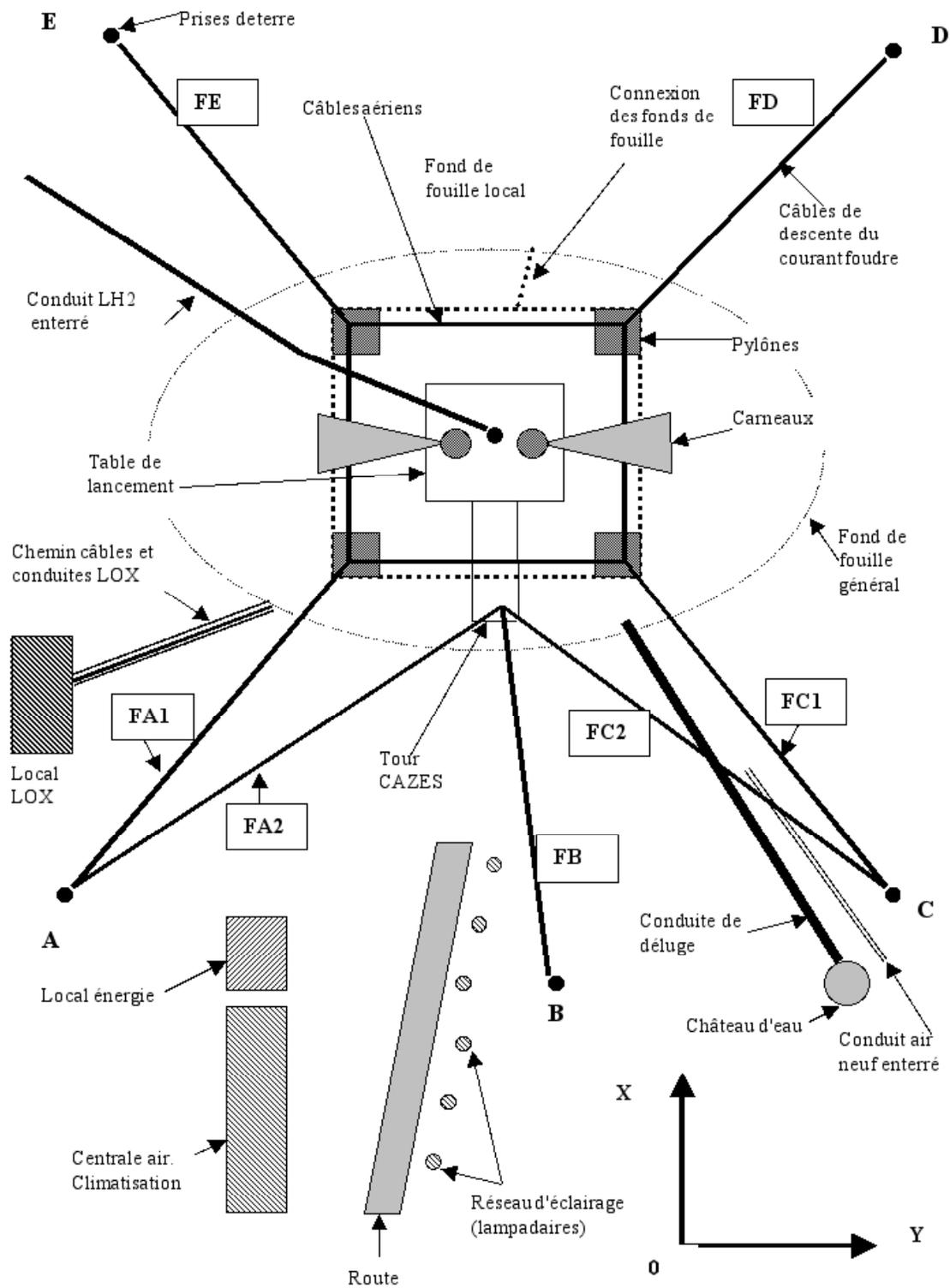


FIG. 3.7 – Schéma de principe des différents éléments de structure pouvant intervenir dans l'analyse de la protection foudre

et la réalisation des calculs sous CRIPTE dont j'étais personnellement chargé ne nécessitait qu'un ordinateur portable. L'ensemble des opérations a nécessité 6 personnes sur site pendant 2 semaines.

La campagne de mesure a permis progressivement d'établir un modèle permettant la prédiction approximative des niveaux de courants et différences de potentiels en de nombreux points de contrôle sur le site. Ce modèle a ensuite été exploité en vue d'étudier l'impact de signaux réels correspondants à des impacts de foudre sur les différents paratonnerres du réseau.

Cette approche basée sur l'utilisation combinée d'injections et de modélisations des courants et différences de potentiel mesurés en différents points constitue une réelle avancée pratique dans le cadre de l'évaluation des protections de sites industriels aussi complexes.

3.3.2 Analyse du profil géométrique du diélectrique pour l'optimisation de la bande passante de connecteurs

Cette recherche relève en fait d'une demande effectuée en 1999 par un fabricant de connecteurs français. A la demande de ses clients, cette société réalise des connecteurs sur spécifications. En particulier, le problème qui nous a été soumis concerne la gamme des connecteurs coaxiaux large bande (> 1 GHz) pour lesquels les performances d'adaptation d'impédance exigées sont particulièrement strictes. Les performances requises sont en fait obtenues par ajustement du profil géométrique d'un matériau diélectrique inséré dans le connecteur qui contribue en outre aux performances mécaniques de ce dernier. Cet ajustement est une opération délicate qui peut prendre plusieurs jours. Il n'existe pas en effet de modèle électrique ou électromagnétique fiable du connecteur. Le connecteur forme en réalité un guide d'onde inhomogène très fortement non uniforme. C'est le savoir-faire empirique du concepteur qui permet l'élaboration du profil géométrique convenable après un certain nombre de tentatives infructueuses. Pour cette société une méthode de calcul de ce profil géométrique faciliterait donc le processus de développement et lui fournirait donc un avantage concurrentiel décisif.

En nous inspirant très fortement des approches théoriques développées au cours de notre thèse pour les lignes de transmission non-uniformes, nous avons proposé la stratégie de simulation suivante :

1. Nous supposons que la structure coaxiale du connecteur supporte une propagation de type quasi-TEM quelle que soit la géométrie du connecteur.
2. La ligne de transmission non-uniforme est approximée par une série de petits tronçons uniformes y compris de très faible longueur lorsque le profil géométrique possède un fort gradient dans la direction de propagation.
3. Pour chacun des ces tronçons, la permittivité diélectrique équivalente est évaluée. La vitesse de propagation et l'impédance caractéristique sont alors estimées.
4. L'ensemble du connecteur est modélisé par la série de tubes topologiques correspondants aux tronçons interconnectés par des jonctions idéales (sans pertes).
5. Le calcul des coefficients de transmission et de réflexion est effectué en fonction de la fréquence.

Le profil de la figure 3.8 est un exemple qu'il nous a été donné de traiter. Le connecteur conserve une structure à symétrie de révolution. Une section générique de tronçon uniforme apparaît à la

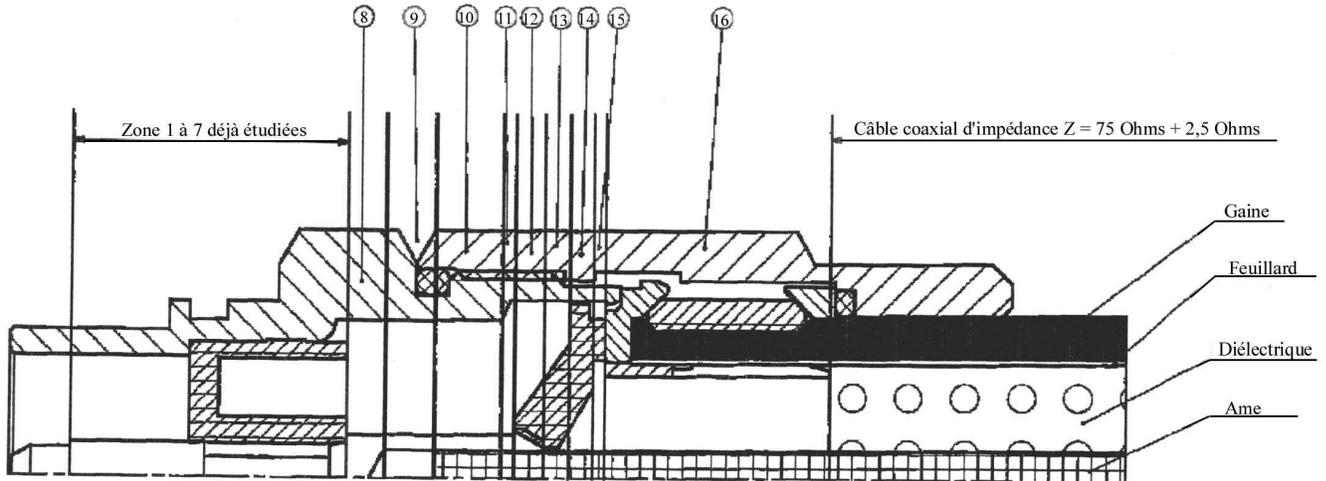


FIG. 3.8 – Exemple de connecteur traité. Vue en coupe à partir de l’axe central (symétrie de révolution). Le diélectrique apparaît en hachuré fin(-/-/-/-/-/-).

figure 3.9. Le calcul de la permittivité diélectrique équivalente du milieu de propagation est donné par l’expression :

$$\varepsilon_{eq} = \frac{\sum_{i=1}^N \varepsilon_i (r_{i+1}^2 - r_i^2)}{r_{N+1}^2 - r_1^2} \quad (3.58)$$

où ε_i est la permittivité diélectrique de la i^{me} couche dont les dimensions sont délimitées par les cylindres de rayon r_i et r_{i+1} .

Les résultats obtenus numériquement ont été transmis au fabricant et comparés à des mesures effectuées à l’analyseur de réseau et ceci dans plusieurs configurations (variantes) du profil géométrique du diélectrique. L’approche proposée a pu ainsi être validée par notre client. Nous avons donc envisagé la réalisation et la commercialisation d’un logiciel spécifique. Seul un différend commercial et juridique ne nous a pas permis de finaliser ce produit. Cela reste néanmoins une illustration significative de l’adaptabilité des techniques de modélisation de réseaux de lignes de transmission non-uniformes.

3.3.3 Analyse de risque de couplages EM dans le cadre d’une implantation d’une voie de chemin de fer pour train à grande vitesse

L’électrification d’une ligne de chemin de fer pour train à grande vitesse n’est pas sans poser naturellement de contraintes lourdes pour son environnement. Parmi ces contraintes, les opérateurs de lignes de chemin de fer redoutent notamment toute perturbation électromagnétique dont ils pourraient avoir la responsabilité pour toute installation notamment de télécommunications se trouvant à proximité. La sécurité des personnes du fait des potentiels mis en jeu lors de l’appel des courants

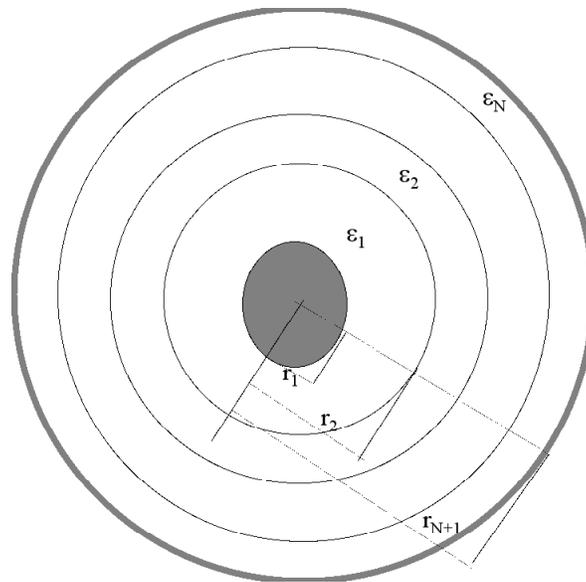


FIG. 3.9 – Section générique d'un tronçon uniforme issu du connecteur coaxial

de traction est également un point de préoccupation important. A titre d'exemple, une voie de chemin de fer côtoie assez souvent sur son parcours une autoroute...ou une autre voie de chemin de fer. Dans ce cadre, il est important d'évaluer a priori les risques de perturbations. Les différents types de scénarii sont connus et normalisés (recommandation du CCITT⁶) et les méthodes de calcul de couplages entre conducteurs aériens et enfouis sont également décrites dans la littérature depuis de nombreuses années. Cependant, la mise en oeuvre pratique de ces évaluations est très grandement facilitée par la souplesse de l'approche topologique. Dans ce contexte, nous avons fourni à la société SYSTRA un ensemble d'études portant sur le projet d'électrification pour le segment de la ligne à grande vitesse Bruxelles-Liège. Nous donnons ici un aperçu succinct des situations traitées.

Au voisinage d'une voie ferrée électrifiée en courant alternatif industriel et à haute tension trois phénomènes peuvent perturber les circuits environnants en courant faible : le couplage galvanique, l'influence électrostatique et l'induction magnétique. Dans le cas de l'induction magnétique, les forces électromotrices induites sur des câbles de plusieurs kilomètres longeant la voie électrifiée peuvent atteindre plusieurs dizaines de Volt. En régime de traction, la différence de potentiel entre câble et conducteur de référence ne doit pas excéder 60 Volt pour la protection des personnels. En régime de défaut (court-circuit caténaire-rail) ce niveau ne doit pas excéder 430 Volt.

Dans le cadre de l'étude qui nous a été confiée, le réseau perturbé considéré est une ligne ferroviaire longeant la ligne TGV et électrifiée en 3 Volt continu. Il s'agit plus particulièrement de quantifier le risque pour différentes liaisons de télécommunications, signaux de commande et de signalisation installés le long des voies. Les calculs d'induction supposent également au préalable d'émettre une hypothèse sur la résistivité des sols. Cette résistivité a un impact majeur sur la topologie des courants de retour et par voie de conséquence sur les niveaux d'induction. La figure 3.10 représente une coupe transversale de la voie 2x25 kV en cours d'étude. On y distingue les

⁶Directives concernant la protection des lignes de télécommunication contre les effets préjudiciables des lignes électriques et des chemins de fers électrifiés. Volumes I à X.

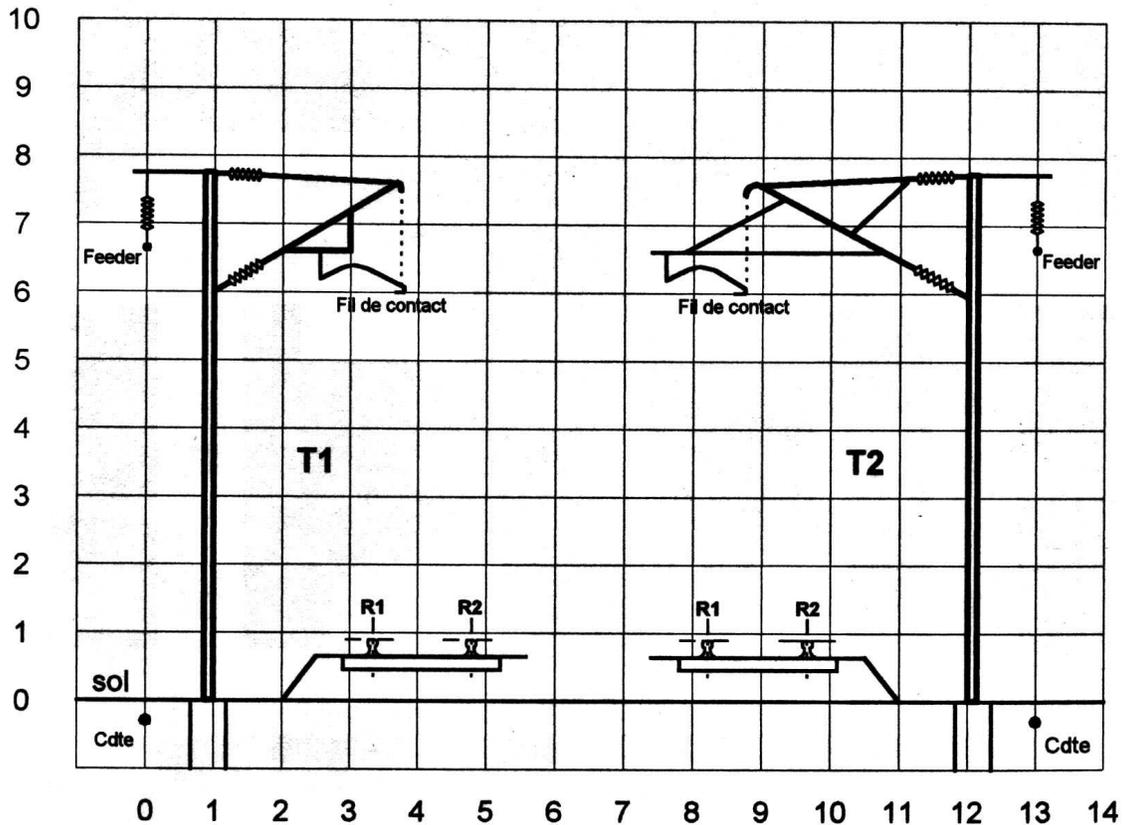


FIG. 3.10 – Profil d'une ligne TGV 2x25 kV en coupe transversale (les graduations sont en mètre)

caténaire munis des fils de contacts, les rails ainsi que les lignes “feeder” qui constituent une voie de retour des courants de traction. Ce retour est réalisé via des auto-transformateurs disposés à intervalles réguliers, auto-transformateurs qui assurent également une alimentation plus équilibrée. En effet, du fait d'un isolement imparfait entre les rails et le sol, les courants de retour par le sol prennent naissance entraînant des valeurs d'induction potentiellement importantes.

Une configuration typique d'étude est schématisée à la figure 3.11-a-. Le schéma électrique simplifié correspondant à cette situation apparaît à la figure 3.11-b-. On en déduit le réseau topologique de la figure 3.11-c-. L'incidence de la position de la motrice en deçà ou au delà de l'autotransformateur est évaluée en modifiant la position de la jonction M. Les paramètres linéiques des lignes de transmission sont calculés à partir de l'ensemble des paramètres géométriques de position des fils conducteurs et de la conductivité du sol.

Naturellement, une des difficultés majeures de ce type de modèle est qu'il repose sur bon nombre d'approximations, notamment en ce qui concerne la résistivité du sol considéré également comme un milieu parfaitement homogène. L'estimation des paramètres linéiques repose également sur des évaluations approchées. Cependant, la modélisation permet l'étude assez exhaustive de situations très variées et de simuler des situations dites de pire cas. Dans le cas présent, il n'est cependant pas possible d'effectuer une expérience grandeur réelle au moment de la réalisation de l'étude, puisqu'elle précède les phases de construction de la ligne.

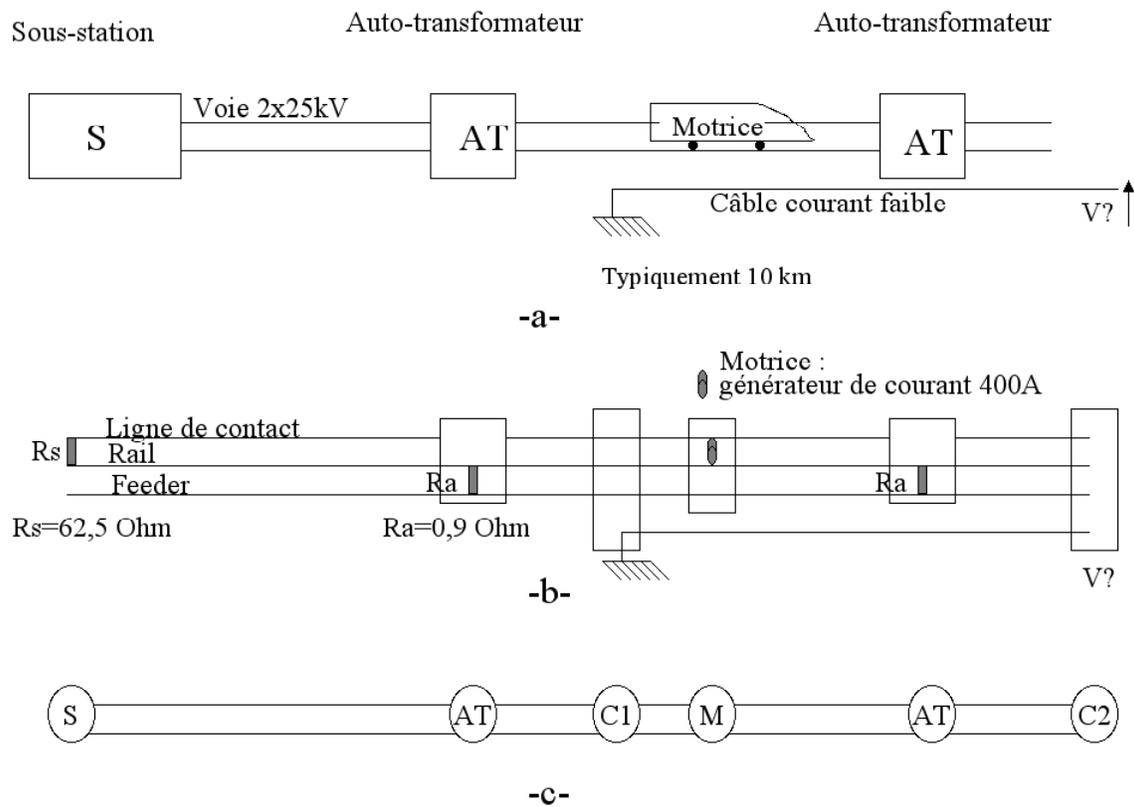


FIG. 3.11 – -a- Configuration typique de calcul. -b- Schéma électrique simplifié de modélisation -c- Synthèse du réseau topologique correspondant.

3.3.4 Nouveau changement d'orientation

J'ai déjà fait part en introduction de ce chapitre des raisons qui m'ont fait envisager une nouvelle orientation et en particulier un retour aux sources de la recherche académique. Le premier objectif, dès mon arrivée à l'IETR en juillet 2002 était d'assurer le développement d'une activité de recherche consistante en CEM au sein du groupe Antennes et Hyperfréquences. A titre personnel, le défi était multiple, puisqu'il s'agissait de démontrer que nos aptitudes à la recherche n'avaient pas disparu, que mes travaux pouvaient s'intégrer harmonieusement dans le laboratoire et bien au delà au sein de la communauté de recherche nationale et internationale.

L'habilitation à diriger des recherches faisait également partie de ces objectifs. Ce que nous avons construit depuis 2002 est au coeur de cette HDR et de ce document : sa substance est exposée dans la section suivante qui décrit donc la troisième période de mon parcours.

3.4 Troisième période : depuis Juillet 2002

Cette période correspond à ma (re)prise de fonction de chargé de recherches CNRS à l'IETR UMR 6164 du CNRS. Dès mon arrivée à Rennes, l'objectif qui s'était imposé à moi assez naturellement était le suivant : le défi à relever consistait à développer une activité de recherche substantielle, de bon niveau, de telle sorte que Rennes devienne un point focal de la recherche en CEM sur le plan national, puis par ricochet sur le plan international. Pour y parvenir, je me devais de m'appuyer à la fois sur ma propre expérience et sur la vision que je pouvais avoir des axes stratégiques sur lesquels il fallait se porter, et également sur les opportunités de développer des synergies avec les spécialistes notamment du groupe antennes et hyperfréquences de l'IETR. Les axes de recherches choisis se sont ainsi, me semble-t-il, positionnés de façon assez complémentaire et cohérente avec les travaux des équipes rennaises. De même, ce positionnement me paraît original par rapport à celui de nos collègues "CEMistes" du monde académique.

Ces quelques années d'expérience, hors du cadre strict de la recherche scientifique, permettent de dégager certaines conclusions et de définir une stratégie de recherche qui a été en bonne partie mise en place au cours de la période 2002-2004.

Cette stratégie part de postulats simples mais importants à intégrer. En premier lieu, une activité de recherche consistante en CEM passe obligatoirement par l'association d'outils de calcul et de modélisation avec des outils de caractérisation. En second lieu, cette discipline est essentiellement une problématique industrielle. Tout au moins, son existence est liée à l'activité industrielle. Travailler sur des sujets amonts en compatibilité électromagnétique est notre mission, mais elle ne peut s'effectuer efficacement sans une connaissance approfondie des problèmes posés actuellement dans un certain nombre de secteurs clés pour cette discipline. Ceci revient à privilégier la détection de véritables sujets de recherche amont à partir de l'aval. Enfin, pour mener à bien notre mission, nos travaux doivent donc être conduits dans le cadre de partenariats industriels forts tout en préservant des travaux de recherche dont la vocation est d'approfondir des pistes jugées intéressantes pour l'avenir, indépendamment des problématiques industrielles plus immédiates.

Les enjeux de la CEM sont principalement liés aux méthodes de conception des dispositifs électroniques. La complexité de ces dispositifs associée à une standardisation sans cesse plus contraignante rend la tâche des spécialistes particulièrement difficile. Par dispositif, on peut entendre un composant, une carte électronique, un équipement, un sous-ensemble ou un système dans son ensemble (véhicule, infrastructure...) où en quelque sorte toutes les difficultés sont intégrées. On assiste d'ailleurs sur le plan industriel à de profonds changements de stratégie. Là où il n'y avait place que pour le savoir-faire empirique et la preuve par la mesure de qualification, les outils de simulation numérique ont fait leur apparition notamment en phase de spécifications. Parallèlement, les moyens d'essais ont également connu une certaine évolution et sont utilisés également plus en amont dans les démarches de développement. Il faut cependant reconnaître que l'utilisation des outils de prédiction est encore limitée : il s'avère en effet impossible de modéliser globalement et de façon systématique les situations générales de CEM telles que par exemple l'impact d'un courant de foudre sur une carlingue et les effets indirects engendrés aux bornes des équipements internes d'un aéronef. D'autre part, de nouveaux moyens ou protocoles d'essais doivent être également mis au point afin d'apporter des diagnostics plus fiables. Dans ce domaine, les techniques de mesure en champ proche bien maîtrisées dans le contexte de la mesure d'antennes constituent également une opportunité pour la CEM. Réciproquement, la chambre réverbérante à brassage de modes, d'abord associée à la CEM peut être utile aux concepteurs d'antennes.

Les activités de recherche que nous avons menées pendant toute cette période peuvent être regroupées en trois sous-ensembles. Le premier concerne le développement de modèles comportementaux de rayonnements électromagnétiques (section 3.4.1) notamment issus de la caractérisation en champ proche. Les travaux relatifs à ce domaine sont déclinés suivant deux approches complémentaires. La première concerne une vision très approximative ayant pour objectif d'établir des modèles simplifiés de rayonnements électromagnétiques parasites. La seconde est relative à l'extraction de modèles à partir d'une mesure en champ proche sphérique. Le second sous-ensemble de recherches a trait aux études menées sur les chambres réverbérantes (section 3.4.2). Ils couvrent plusieurs aspects parmi lesquels une méthode particulière de mesure d'efficacité de blindage, la notion d'incertitude statistique de mesure, et plus généralement l'étude approfondie des propriétés statistiques des chambres réverbérantes. Les champs d'application de nos recherches en champ proche et en chambre réverbérante débordent largement le cadre de la CEM, ce que nous aurons l'occasion d'illustrer au cours de notre propos. Enfin, le dernier ensemble de recherches, très lié à ma spécialité initiale, concerne de nouveaux développements de l'approche topologique et en particulier le calcul approché des interférences électromagnétiques sur des réseaux complexes à l'aide d'un nouveau type de graphe, dénommé le graphe d'ordre de couplage. C'est ce dont traite la section 3.4.3.

3.4.1 AXE 3 Modèles comportementaux de rayonnement électromagnétique notamment issus de la caractérisation en champ proche

3.4.1.1 Modèles simples de rayonnement électromagnétique d'équipements

La modélisation comportementale fait une entrée remarquée dans le domaine de la CEM depuis quelques années [33, 34, 35, 36]. La modélisation complète de l'ensemble des constituants d'un système ayant une influence sur la nature des signaux d'interférence n'a jamais été envisagée car tout simplement hors de portée. Les raisons essentielles sont évidemment la complexité des électroniques et la méconnaissance de leurs circuits équivalents. La modélisation comportementale a pour objectif de reproduire comme son nom l'indique le comportement d'un circuit vu de ses accès. Cette démarche est évidemment naturelle pour l'électronicien qui manipule des schémas équivalents de circuit. En un certain sens, la modélisation comportementale en CEM consiste à étendre cette représentation équivalente d'un circuit électronique au cas de la propagation des interférences conduites ou rayonnées par le dispositif étudié.

Jusqu'à présent, la majeure partie des modèles comportementaux proposés concernaient les modèles de susceptibilité ou d'émissivité conduite de composants, circuits intégrés ou imprimés... Nous avons focalisé notre attention sur la représentation équivalente du rayonnement électromagnétique d'équipements électroniques en vue de simuler leur comportement lors de l'intégration dans un système. Une collaboration ininterrompue depuis 2002 avec PSA Peugeot-Citroën a donné un cadre industriel à cette recherche.

Dans ce contexte, nous cherchons à représenter le rayonnement de ces équipements à partir de générateurs équivalents excités convenablement pour reproduire le diagramme de rayonnement de l'objet réel. Le calcul de ces sources pourrait être alors effectué à partir de mesures échantillonnées de l'équipement à représenter. Ces travaux ont principalement été développés par Mr Mondher Hamzaoui dans le cadre de sa thèse soutenue en novembre 2006 [37]. Deux voies complémentaires ont été explorées. La première voie consiste à explorer les fuites potentielles d'énergie de façon

fiable à partir de mesures faites en chambre réverbérante. La chambre réverbérante est utilisée dans ce cadre pour sa faculté à identifier les contributions majeures de rayonnement dans le spectre de fréquence et ceci de façon quasi-indépendante de la directivité du rayonnement. Les ouvertures responsables du rayonnement sont repérées. Pour ce faire, on identifie l'ensemble des ouvertures, puis on les masque toutes sauf une. La puissance totale rayonnée est alors relevée en couvrant le spectre de fréquence souhaité à l'aide d'un récepteur. Si le pas de fréquence est suffisamment faible, on reconstitue l'équivalence d'un brassage électronique. La puissance totale rayonnée est accessible à partir d'une mesure calibrée des pertes d'insertion dans la cage. On procède identiquement pour chacune des ouvertures. Le rayonnement de la structure est alors recréé virtuellement à partir d'une source d'excitation placée dans l'ouverture identifiée. Le modèle créé est en conséquence une enveloppe représentant la surface extérieure de l'équipement munie d'un certain nombre d'ouvertures excitées correctement. Le calcul de la pondération des excitations est effectué par identification de la puissance totale rayonnée par l'équipement telle que mesurée en chambre réverbérante et celle calculée par un code de calcul électromagnétique. L'efficacité de cette approche est démontrée pour un nombre varié de configurations étudiées. Elle est cependant difficilement généralisable lorsque le rayonnement électromagnétique ne peut être réduit à des fuites localisées.

A titre d'exemple nous présentons un résultat d'analyse associé à un boîtier de test métallique muni de deux ouvertures, l'une circulaire l'autre rectangulaire (figure 3.12). L'excitation est fournie par un générateur externe en mode CW via une connectique SMA montée en paroi. Une piste imprimée en circuit ouvert est ensuite connectée au câble coaxial interne en sortie du connecteur en paroi. De ce fait, la caractéristique de rayonnement observée dépend à la fois des caractéristiques de rayonnement de la piste, des modes de propagation dans la cavité ainsi que de la forme et du nombre des ouvertures. La mesure de puissance totale rayonnée en chambre réverbérante sur une gamme de fréquence située entre 800 MHz et 2 GHz dans notre cas permet d'identifier plusieurs bandes significatives de rayonnement par l'une des ouvertures en masquant l'autre (que ferait-on sans ces petits adhésifs en cuivre ?). Parmi les configurations étudiées, nous présentons à titre d'exemple les caractéristiques observées à la fréquence de 1,15 GHz. A cette fréquence, le rayonnement de l'ouverture circulaire est significatif. Il est probablement attribuable au rayonnement direct de la piste. La puissance totale rayonnée mesurée en chambre réverbérante est estimée à -35 dBm. On constate expérimentalement, à cette même fréquence, que la puissance totale rayonnée par l'ouverture rectangulaire est de -31 dBm. Si on restitue numériquement la seule excitation de l'ouverture rectangulaire, on obtient le résultat apparaissant à la figure 3.13-a-. La comparaison de la simulation du boîtier complet sous HFSS avec cette approche de modélisation laisse apparaître une certaine imprécision du modèle. Comme en atteste la figure 3.13-b-, l'excitation combinée des deux ouvertures est nécessaire pour restituer avec une bonne approximation le diagramme de rayonnement du boîtier.

Parallèlement, toujours dans le cadre de la thèse de Mr Mondher Hamzaoui, nous avons proposé une seconde approche à vocation plus générale. Cette approche consiste à élaborer un modèle très générique permettant une représentation du champ électromagnétique rayonné par un ensemble de dispositifs rayonnants élémentaires pondérés et co-localisés. Une mesure du champ électrique complexe en 6 ou 8 points et en 2 polarisations orthogonales permet de calculer leur pondération. On montre en particulier qu'un dispositif constitué de 3 boucles magnétiques élémentaires orthogonales et de 3 dipôles de Hertz également orthogonaux permet de recréer avec une bonne approximation pour le contexte CEM le diagramme de rayonnement réel de l'équipement. Les limites de cette méthode ont également été bien explorées. En effet, la réponse des générateurs fictifs

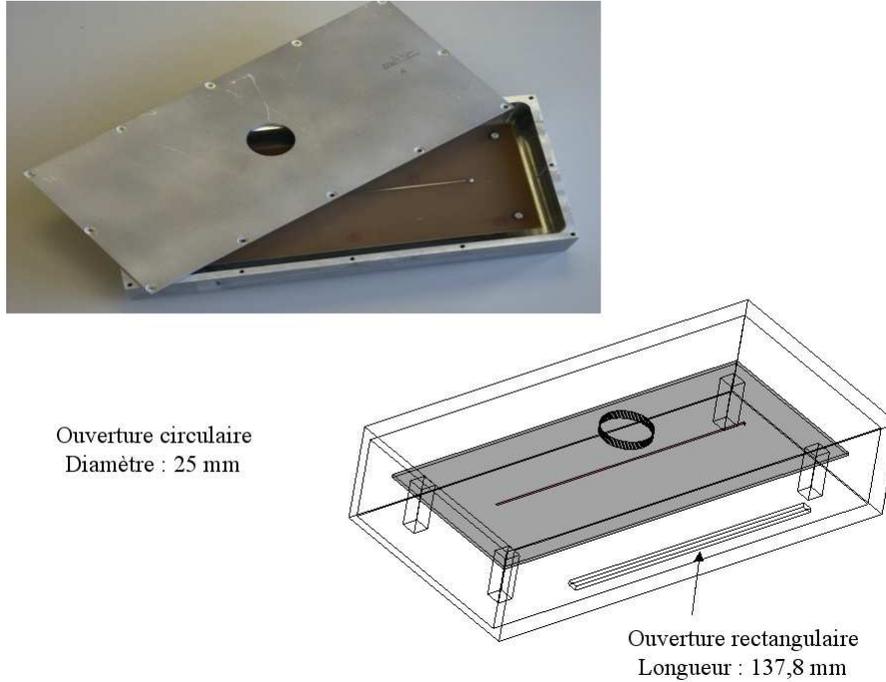


FIG. 3.12 – Exemple de boîtier de test pour validation de l’approche géométrique de détermination d’un modèle de rayonnement équivalent

co-localisés ne peut donner satisfaction pour des sources de rayonnement dont la dimension excède largement la longueur d’onde. La production de diagramme de rayonnement plus directifs qui est en général associée à ce type de sources ne peut être assurée que par des générateurs délocalisés.

Le dispositif élémentaire étudié lors de ces travaux est représenté à la figure 3.14. Nous donnons ci-dessous les éléments principaux du modèle proposé.

Pour le dipôle élémentaire électrique suivant la direction Oz on a :

$$\begin{aligned} E_{\theta} &= \alpha_1 \sin \theta \\ E_{\varphi} &= 0 \end{aligned} \quad (3.59)$$

Puis, pour le dipôle électrique élémentaire suivant Oy, on obtient :

$$\begin{aligned} E_{\theta} &= -\alpha_2 \cos \theta \sin \varphi \\ E_{\varphi} &= -\alpha_2 \cos \varphi \end{aligned} \quad (3.60)$$

Enfin, pour le dipôle électrique élémentaire suivant Ox :

$$\begin{aligned} E_{\theta} &= -\alpha_3 \cos \theta \cos \varphi \\ E_{\varphi} &= \alpha_3 \sin \varphi \end{aligned} \quad (3.61)$$

avec $\alpha_i = \frac{j l_i I_i \eta}{2 \lambda r} \exp(-jkr)$ et $I_i = |I_i| \exp(j\psi_i)$ où l_i est la longueur du dipôle i ($i=1$ pour le dipôle suivant Oz, 2 pour Oy et 3 pour Ox), I_i le courant complexe d’alimentation, de module $|I_i|$ et de phase ψ_i , η est l’impédance du milieu, k est le nombre d’onde et λ la longueur d’onde, et r la distance d’observation en champ lointain.

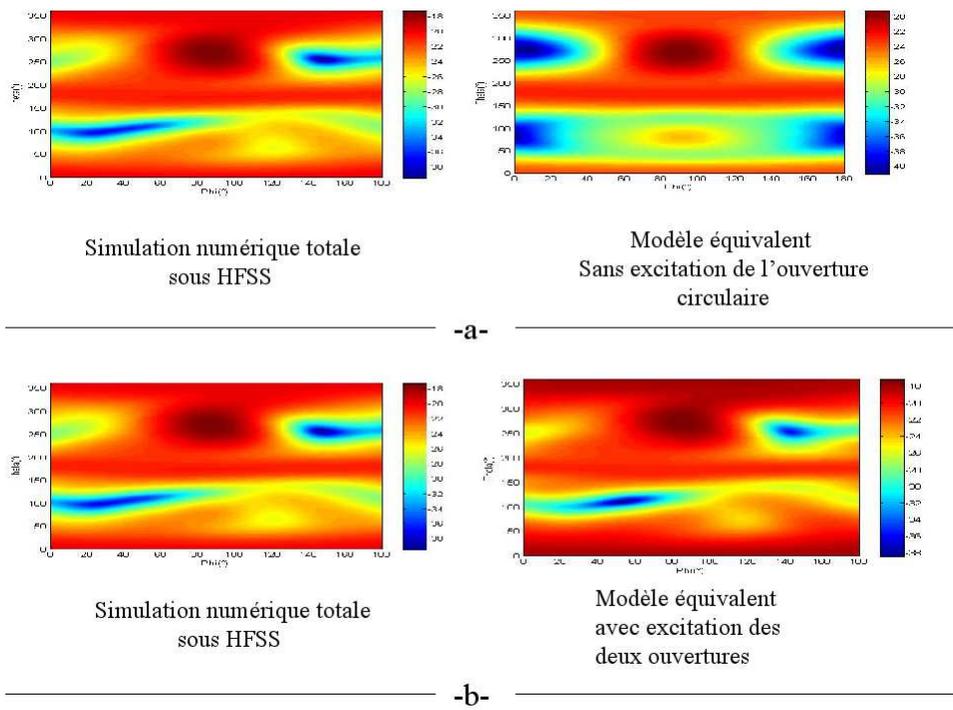


FIG. 3.13 – Comparaison de la simulation directe sous HFSS avec le modèle équivalent lorsque -a-seule l'ouverture rectangulaire est excitée -b- les deux ouvertures rectangulaire et circulaire sont excitées

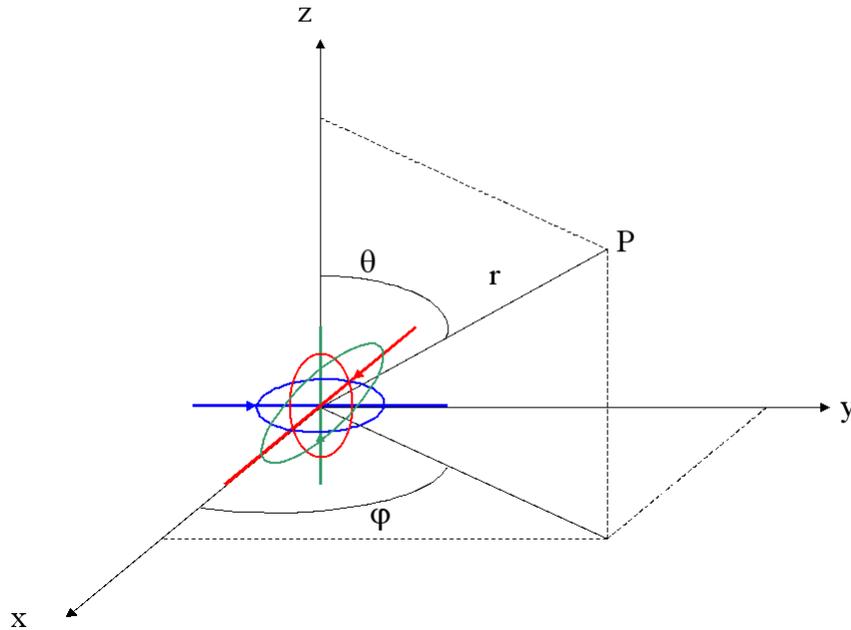


FIG. 3.14 – Structure générique de modélisation de rayonnement constituée de dipôles élémentaires colocalisés.

De manière duale en ce qui concerne les boucles magnétiques on obtient aisément les différentes expressions suivantes.

Pour la boucle magnétique située dans le plan (xoy) :

$$\begin{aligned} E_{\theta} &= 0 \\ E_{\varphi} &= \beta_1 \sin \theta \end{aligned} \quad (3.62)$$

Pour la boucle magnétique située dans le plan (xoz) :

$$\begin{aligned} E_{\theta} &= \beta_2 \cos \varphi \\ E_{\varphi} &= -\beta_2 \cos \theta \sin \varphi \end{aligned} \quad (3.63)$$

Pour la boucle magnétique située dans le plan (yoz) :

$$\begin{aligned} E_{\theta} &= \beta_3 \sin \varphi \\ E_{\varphi} &= \beta_3 \cos \theta \cos \varphi \end{aligned} \quad (3.64)$$

avec $\beta_i = \frac{j\pi a_i^2 I_i' \eta}{\lambda^2 r} \exp(-jkr)$ et $I_i' = |I_i'| \exp(j\psi_i')$ où a_i est la surface élémentaire du dipôle magnétique i ($i=1$ pour le dipôle magnétique suivant Oz, 2 pour Oy et 3 pour Ox), I_i' le courant complexe d'alimentation, de module $|I_i'|$ et de phase ψ_i' .

En posant $\alpha_i = \text{Re}(\alpha_i) + j\text{Im}(\alpha_i)$ et $\beta_i = \text{Re}(\beta_i) + j\text{Im}(\beta_i)$, nous établissons deux systèmes d'équations indépendants pour la partie réelle et la partie imaginaire des composantes tangentielles du champ électrique. Ainsi pour un ensemble de points d'observation quelconques de coordonnées

$(r, \theta_p, \varphi_p) \forall p = 1, 2, \dots, N$, on peut établir pour la partie réelle du champ (un système identique peut être établi pour la partie imaginaire) :

$$\begin{pmatrix} \sin \theta_1 & -\cos \theta_1 \sin \varphi_1 & -\cos \theta_1 \cos \varphi_1 & 0 & \cos \varphi_1 & \sin \varphi_1 \\ 0 & -\cos \varphi_1 & \sin \varphi_1 & \sin \theta_1 & -\cos \theta_1 \sin \varphi_1 & \cos \theta_1 \cos \varphi_1 \\ \sin \theta_2 & -\cos \theta_2 \sin \varphi_2 & -\cos \theta_2 \cos \varphi_2 & 0 & \cos \varphi_2 & \sin \varphi_2 \\ 0 & -\cos \varphi_2 & \sin \varphi_2 & \sin \theta_2 & -\cos \theta_2 \sin \varphi_2 & \cos \theta_2 \cos \varphi_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \sin \theta_N & -\cos \theta_N \sin \varphi_N & -\cos \theta_N \cos \varphi_N & 0 & \cos \varphi_N & \sin \varphi_N \\ 0 & -\cos \varphi_N & \sin \varphi_N & \sin \theta_N & -\cos \theta_N \sin \varphi_N & \cos \theta_N \cos \varphi_N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Re(\alpha_1) \\ Re(\alpha_2) \\ Re(\alpha_3) \\ Re(\beta_1) \\ Re(\beta_2) \\ Re(\beta_3) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Re(E_\theta(r, \theta_1, \varphi_1)) \\ Re(E_\varphi(r, \theta_1, \varphi_1)) \\ Re(E_\theta(r, \theta_2, \varphi_2)) \\ Re(E_\varphi(r, \theta_2, \varphi_2)) \\ \vdots \\ Re(E_\theta(r, \theta_N, \varphi_N)) \\ Re(E_\varphi(r, \theta_N, \varphi_N)) \end{pmatrix} \quad (3.65)$$

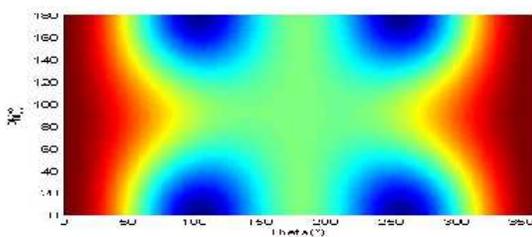
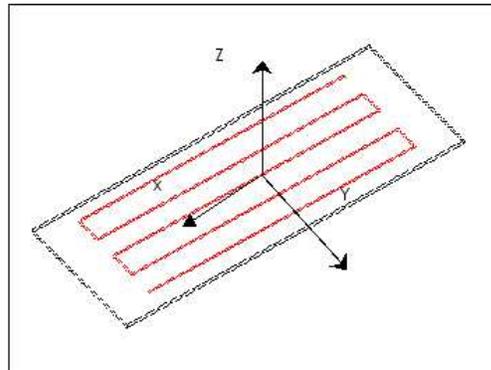
Pour contraindre ce système d'équations trois points de mesure dans les deux polarisations suffisent en théorie. En pratique, le système d'équations doit être surcontraint. Il a pu être démontré qu'un ensemble de $N=6$ à 8 points d'observation était suffisant pour converger vers une solution satisfaisante de ce système. Au delà, le nombre de degré de liberté du système est insuffisant. Cependant, le mérite de cette solution est de répondre à bon nombre de situations pratiques en CEM pour lesquelles les diagrammes de rayonnement sont assez peu directifs. Les travaux de thèse de Mr Mondher Hamzaoui ont permis d'établir que pour des dimensions de l'objet sous test n'excédant pas largement la longueur d'onde, la reconstitution du diagramme de rayonnement au moyen de la pondération de ces générateurs élémentaires était réaliste.

La piste imprimée en double méandre de la figure 3.15 a été testée selon cette méthode. La dimension de la carte imprimée est de 202 mm par 82 mm. Cette structure a tout d'abord été modélisée sous HFSS à la fréquence de 500 MHz. Dans un second temps, le champ électrique tangentiel a été prélevé à 1 mètre de distance et en 8 points à intervalle régulier selon les écarts angulaires $\Delta\theta = \Delta\varphi = \pi/2$. La pondération des 6 dipôles co-localisés est alors calculée en résolvant le système d'équations 3.65 par une technique de pseudo-inversion (via décomposition en valeurs singulières). La figure 3.15 parle d'elle-même en ce qui concerne la qualité du résultat obtenu. A des fréquences excédant 1GHz, le résultat se dégrade progressivement du fait d'une directivité accrue, qu'il n'est pas possible de générer à partir d'une telle structure élémentaire. Ceci est à rapprocher des propriétés de rayonnement que l'on peut établir sous l'angle de la notion de bande spatiale limitée d'antenne. Cette notion à la fois intuitive et rigoureuse est approfondie à la section 3.4.1.2 à propos des travaux menés sur le champ proche.

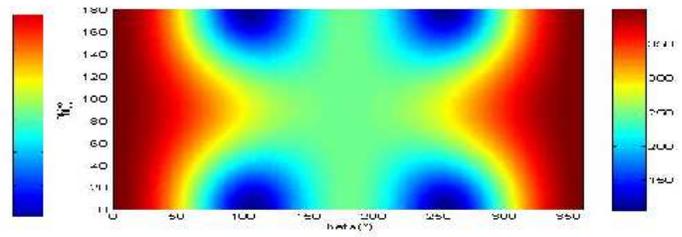
Sur le plan pratique, cette méthode ne nécessite que quelques points de mesure du champ rayonné par l'objet à modéliser, et ce en deux polarisations orthogonales. Cependant, elle requiert en théorie une mesure en module et en phase des différentes composantes de champ. Cela constitue clairement un obstacle pratique. Néanmoins, la poursuite de nos travaux consacrée à la mise en oeuvre pratique de cette méthode a permis d'adapter l'algorithme de résolution à partir de mesures en amplitudes uniquement. Nous en concluons que la distance qui sépare cette analyse d'une potentielle application industrielle est désormais très courte.

3.4.1.2 Caractérisation en champ proche sphérique et extraction de modèles

Les techniques champ proche en zone de Rayleigh Les mesures en champ proche électromagnétique sont utilisées depuis très longtemps mais ont considérablement évolué à la fois dans les méthodes et les objectifs. L'utilisation de capteurs de champ électrique ou de champ magnétique a très tôt été répandue avec pour objectif initial la détection de zones très actives sur le plan du rayonnement électromagnétique. La localisation de ces zones est en effet possible en ayant recours



Structure simulée sous HFSS



Rayonnement produit par la structure équivalente calculée à partir du champ prélevé en 8 points ($\Delta\theta=\Delta\varphi=\pi/2$)

FIG. 3.15 – Application de la méthode générique à l'étude du rayonnement d'un circuit en double méandre

à des capteurs élémentaires, aisément réalisables. La détection est alors effectuée en faisant parcourir ces sondes à faible distance autour du dispositif dont on souhaite évaluer le rayonnement. Ces procédures très qualitatives sont plutôt utilisées avant ou après des mesures plus quantitatives, normalisées en zone de champ lointain (ou tout au moins dans une zone où le champ est propagatif) ayant pour objet la mesure du rayonnement intégral du dispositif. Dans ce contexte, la mesure qualitative en champ proche a pour objectif de localiser les zones potentiellement responsables de l'excès éventuel de rayonnement identifié à plus grande distance avant d'y remédier. De nombreux laboratoires de compatibilité électromagnétique sont donc équipés de sondes (boucles magnétiques ou dipôles électriques élémentaires) pour réaliser ce type de diagnostic et émettre des recommandations de conception.

Cependant, depuis environ un peu plus d'une dizaine d'années, les mesures de champ proche ont subi une évolution majeure. Ces évolutions répondent à plusieurs objectifs. D'une part, il s'agit d'affiner la mesure de champ proche comme outil de diagnostic, notamment dans le cadre de la mesure du rayonnement de cartes de circuits imprimés ou de la mesure de composants intégrés. Ces derniers, en effet, jouent un rôle de plus en plus critique dans le contexte de la mesure d'émissivité rayonnée puisqu'ils constituent les principales sources de rayonnement. L'analyse expérimentale se doit de plus de peser sur les solutions de conception. A titre d'exemple, un microprocesseur, à forte intégration de transistors, possède une intense activité liée à la consommation de courant pendant les phases de commutation. En tant que tel, il devient très important de caractériser finement son comportement afin d'agir directement au niveau de sa propre conception et plus généralement au niveau de la conception du circuit intégré [38].

De l'utilisation manuelle de sondes, les expérimentateurs ont donc évolué naturellement vers la conception de systèmes automatisés permettant la mesure sur une surface délimitée, à distance normalisée de l'objet sous test. Sur cette base, les stratégies sont multiples et en général résultent de compromis. C'est en premier lieu la résolution spatiale de la cartographie de champ qui guidera à la fois le choix de la distance de mesure ainsi que la conception des sondes de mesures. La dimension de la sonde conditionne en partie la résolution spatiale de la mesure. En effet, sa surface effective de couplage avec le champ augmente avec sa taille en contrepartie d'une plus faible résolution spatiale. Il en résulte également une plus grande influence de la sonde sur le comportement électromagnétique de l'objet sous test. Inversement, l'utilisation de sondes de très faible dimension permet de limiter les perturbations de mesure, au prix d'une bien moins grande sensibilité et d'un temps de mesure prolongé. La distance de mesure est un autre paramètre primordial : la distribution spatiale des sources de rayonnement est d'autant plus accessible que la distance de mesure est faible. Naturellement, diminuer la distance de mesure augmente au contraire les risques d'influence mutuelle entre le dispositif sous test et la sonde. Outre la maîtrise du profil de la hauteur de mesure au dessus de surfaces non planes, il est également nécessaire de déconvoluer la réponse de la sonde pour accéder à la grandeur électromagnétique effectivement rayonnée par l'objet analysé. A cette fin, différentes procédures de calibrage doivent être proposées. Ces procédures mettent en oeuvre des dispositifs sous test dont la caractéristique de rayonnement est connue. A titre d'exemple, on peut recourir à l'analyse du rayonnement d'une carte comportant une piste micro-ruban alimentée par un générateur synthétisé en fréquence. La mise au point de différents types de sonde de champ [39, 40, 41] a permis le développement de bancs de mesure performants.

Les techniques champ proche en dehors de la zone de Rayleigh Nous nous plaçons dans l'hypothèse où cette fois, la mesure est effectuée à une distance telle que le champ électromagnétique

est essentiellement propagatif, c'est-à-dire en champ proche rayonné (zone de Fresnel). Les fondements théoriques liés notamment à l'expansion du champ électromagnétique dans différents repères à partir de la connaissance des conditions aux limites se trouvent déjà dans [42]. La connaissance du champ électromagnétique échantillonné sur une surface fermée entourant une source de rayonnement est suffisante pour déterminer l'expression du champ électromagnétique en tout point de l'espace extérieur à la surface de mesure. Une mesure en champ proche peut donc être transformée en champ lointain. Dans certaines conditions, lorsque la distance de mesure est située en zone de Fresnel, seule la connaissance du champ électrique tangentiel peut être requise. Sur le plan expérimental, il faut attendre les années 70 pour connaître le développement des premières méthodes de mesure champ proche associées au calcul du champ lointain. Nous donnons ci-dessous les principes généraux de la mesure de champ proche sur une sphère entourant l'élément rayonnant. Pour plus de précisions on pourra se reporter à l'ouvrage parfaitement détaillé édité par Hansen [43]. Les mêmes notations ont été utilisées. En supposant une propagation en espace libre, dans un repère sphérique (O, r, Θ, φ) , le champ électrique rayonné par une source confinée au centre du repère s'écrit :

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi) = \frac{k}{\sqrt{Y_0}} \sum_{smn} Q_{smn} \vec{F}_{smn}(r, \theta, \varphi) \quad \text{avec} \quad \sum_{smn} = \sum_{s=1}^2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^n \quad (3.66)$$

avec Q_{smn} les coefficients de pondération des harmoniques sphériques de degré n et d'ordre m dont dépendent les fonctions d'ondes génératrices \vec{F}_{smn} , k est le nombre d'onde et Y_0 , l'admittance d'onde du milieu de propagation homogène.

\vec{F}_{smn} sont les fonctions orthogonales et normées formant les vecteurs de base de la solution générique de l'équation de propagation de Helmholtz, s est l'indice du type de modes (TM ou TE). Le champ magnétique d'un mode TM est proportionnel à \vec{F}_{1mn} et le champ électrique à \vec{F}_{2mn} . Réciproquement, le champ électrique d'un mode TE est proportionnel à \vec{F}_{2mn} et le champ magnétique à \vec{F}_{1mn} . Les différentes fonctions \vec{F}_{smn} sont reliées au polynôme associé de Legendre $P_n^{|m|}(\cos\Theta)$ normalisé de degré n et d'ordre m . Dans le cas d'une propagation en espace libre dénué de sources à l'extérieur d'une sphère de rayon a , on exprime les fonctions \vec{F}_{smn} à partir de la fonction génératrice de l'équation d'onde scalaire F_{mn} :

$$\vec{F}_{1mn}(r, \Theta, \varphi) = \vec{\nabla} \times (F_{mn}(r, \Theta, \varphi) \cdot \vec{r}) \quad (3.67)$$

$$\vec{F}_{2mn}(r, \Theta, \varphi) = \frac{1}{k} \vec{\nabla} \times \vec{F}_{1mn}(r, \Theta, \varphi) \quad (3.68)$$

$$F_{mn}(r, \Theta, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{\sqrt{n(n+1)}} \left(\frac{m^m}{|m|^m} \right) h_n^{(1)}(kr) P_n^{|m|}(\cos\Theta) e^{im\varphi} \forall r > a \quad (3.69)$$

Où $h_n^{(1)}$ est la fonction de Hankel de première espèce.

La série 3.66 est infinie mais l'énergie électromagnétique est cependant répartie dans un nombre limité de modes. Cette limitation est uniquement liée à la dimension intrinsèque de la source de

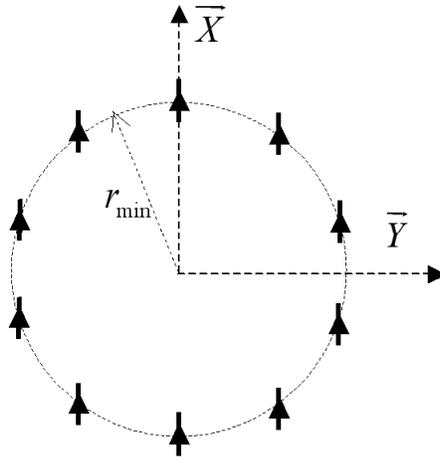


FIG. 3.16 – Un ensemble de dix dipôles polarisés suivant Ox situés sur un cercle de rayon $r_{min} = a = \lambda$

rayonnement. Ainsi, si celle-ci est inscrite dans une sphère de rayon a , on peut considérer la limite N du degré des harmoniques sphériques telle que :

$$N = p.e.s.(ka) \quad (3.70)$$

Où p.e.s. désigne la partie entière supérieure.

Théoriquement, il n'est donc pas utile de caractériser une antenne au-delà du degré N , ce qui traduit la limitation de la variation spatiale du champ électromagnétique émis par une source de dimension finie. On montre en effet que l'erreur commise sur l'évaluation du champ à partir d'une description au moins égale au degré N est très faible [44].

Pour illustrer ce propos, nous prenons l'exemple du rayonnement d'un ensemble de dipôles situés sur un cercle de rayon $a = \lambda$. Ce réseau est constitué de 10 dipôles infinitésimaux distribués régulièrement dans un plan xoy et polarisés suivant x (voir figure 3.16). Le rayonnement théorique est calculé suivant la somme vectorielle des rayonnements de chaque dipôle. L'expansion en harmoniques sphériques est calculée analytiquement au moyen des propriétés de translation et de rotation des harmoniques sphériques. La puissance totale rayonnée, notée Pt_{ray} , par ce dispositif peut être déduite directement de l'amplitude des coefficients de pondération Q_{smn} de cette expansion. Ces coefficients sont en effet homogènes à la racine carrée d'une puissance. La puissance totale rayonnée n'est autre que celle cumulée sur l'ensemble des modes :

$$Pt_{ray} = \frac{1}{2} \sum_{s=1}^2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^n |Q_{smn}|^2 \quad (3.71)$$

Pour un rayon $a = \lambda$, $ka \simeq 6,28$ et par conséquent la limite à prendre en considération serait $N = 7$. Nous traçons à la figure 3.17 la puissance totale rayonnée cumulée en fonction du degré de l'expansion. On note qu'à $N = 7$ on atteint environ 99% de la puissance totale rayonnée.

Cette propriété remarquable représente en fait l'opportunité de réaliser des mesures en déplaçant un capteur à intervalle régulier en élévation et en azimut, en respectant la règle d'échan-

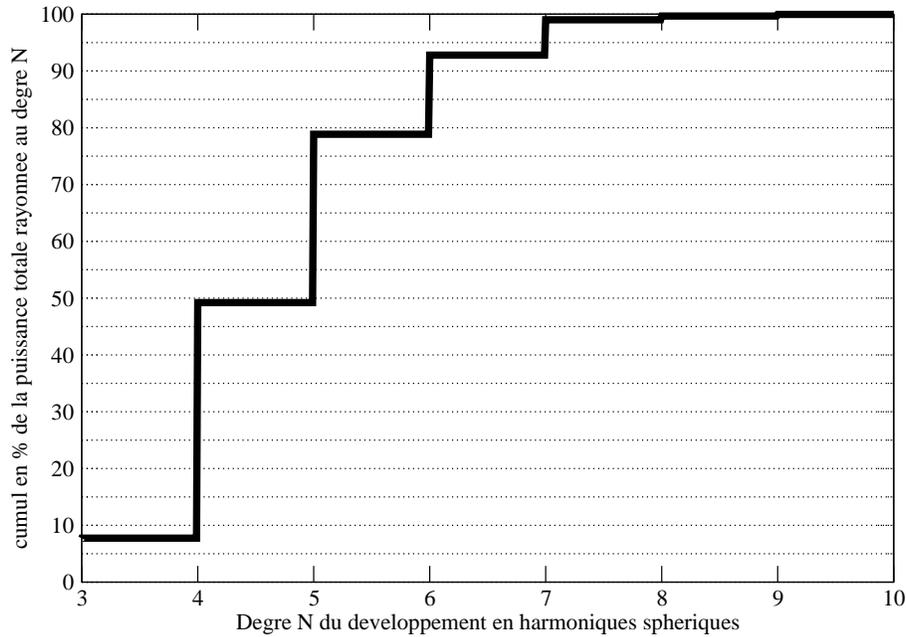


FIG. 3.17 – Puissance totale rayonnée cumulée fonction du degré N de développement en harmoniques sphériques

tillonnage des fonctions à bande spatiale limitée, à partir desquelles elles peuvent être entièrement décrites :

$$\Delta\theta = \Delta\varphi = \pi/N \quad (3.72)$$

Sur un plan pratique, on ajoute plusieurs unités au degré N ($N+10$), en vue de pratiquer un sur-échantillonnage qui a pour effet d'améliorer la précision de mesure, notamment via l'amélioration du rapport signal à bruit. Le calcul des coefficients Q s'effectue en exploitant les propriétés d'orthogonalité des fonctions \vec{F}_{smn} . Il peut notamment se présenter sous la forme d'une double intégrale en θ et en φ réductible à des intégrales de Fourier. Alternativement, on peut également procéder à une résolution matricielle. La technique de la diffusion modulée a permis l'avènement de bases de mesure multi-sondes augmentant ainsi singulièrement la vitesse de mesure [45].

Ce type de technique possède plusieurs intérêts majeurs au regard de la compatibilité électromagnétique. D'une part elle permet un accès à la caractéristique totale de rayonnement (puissance totale rayonnée, diagramme de rayonnement) et plus généralement le champ rayonné en tout point de l'espace est calculable. Elle autorise potentiellement l'évaluation de l'efficacité de blindage ou de la notion parente de section de couplage dans un contexte de durcissement électromagnétique [46].

Elle pourrait donc être adaptée à la mesure d'émissivité rayonnée. Cependant, cette technique suppose en principe une mesure en amplitude et phase du champ électromagnétique. Récemment, pour pallier cet inconvénient, une technique pseudo-temporelle de mesure consistant à analyser à bande étroite la matrice de cohérence entre les signaux reçus par les différentes sondes d'une base champ proche a été proposée [47].

Jusqu'à présent, il existe encore certains obstacles à l'utilisation alternative d'essais en champ

proche pour qualifier l'émissivité rayonnée d'équipements. On peut cependant penser que l'évolution à venir des techniques champ proche pourrait à terme modifier cet état de fait. Par ailleurs, l'exploitation de la caractérisation en champ proche dépasse largement le problème de la qualification d'antennes ou du rayonnement non intentionnel en CEM. La description modale et compacte (seul un ensemble limité de coefficients Q_{smn} permet de déterminer entièrement les caractéristiques d'une source de rayonnement électromagnétique) du rayonnement électromagnétique peut également fournir une base importante pour la modélisation. La construction de sources fictives de rayonnement ou la localisation de sources responsables du rayonnement représentent également des applications importantes en CEM dans un contexte où la mesure électromagnétique, de plus en plus fréquemment, fournit des modèles utiles à la simulation numérique.

C'est précisément l'objectif de la thèse menée par Mr Mohammed Serhir depuis 2004 à l'IETR, dont j'assume le co-encadrement. L'objectif de cette recherche est sur un plan général d'exploiter les informations extraites lors de mesures champ proche en vue d'établir des diagnostics de comportement notamment en terme d'émission rayonnée de dispositifs rayonnant intentionnellement ou non. Dans le cadre des travaux de Mr Mohammed Serhir, nous nous sommes attachés à la recherche d'un modèle générique équivalent universel permettant de reproduire le rayonnement de l'objet sous test à partir de sources localisées et pondérées. La méthode originale développée consiste à mesurer dans un premier temps le champ électrique tangentiel complexe sur une sphère de mesure en champ proche rayonné entourant l'objet sous test. La distance de mesure adoptée respecte les conditions dans lesquelles le couplage entre l'objet et la sonde de mesure est convenablement limité et le champ réactif est très faible. On en extrait classiquement les différents coefficients de pondération des harmoniques sphérique jusqu'à un rang N_{max} , pour lequel on aura veillé à satisfaire les conditions d'échantillonnage. Des éléments source de courants et de charges sont ensuite disposés sur une sphère dont le rayon est proche de la sphère minimale de la source considérée (cf. figure 3.18). Leur nombre est relié au degré N pour lequel on considère que la puissance totale rayonnée est principalement concentrée (éq. 3.70). A partir de la connaissance des différentes relations de translation et de rotation des harmoniques sphériques dans le repère commun à toutes ces structures, on détermine alors les coefficients d'harmoniques sphériques de l'ensemble. Dès lors, on procède à une identification de ces coefficients avec ceux de la mesure. Le résultat est trouvé sous la forme d'une pondération appropriée des différents points sources ainsi disposés sur la sphère minimale. Outre son originalité théorique, un tel modèle présente un grand intérêt pratique en matière d'intégration de modèles équivalents de rayonnement dans des scènes de calcul électromagnétique. Dans de nombreuses situations en effet, représenter le rayonnement d'une antenne sans la décrire physiquement, notamment dans son environnement proche, peut être très utile. Il peut également présenter un intérêt en matière de rétropropagation du champ ou encore de représentation du champ en zone de troncature (c'est-à-dire dans le cas où le champ n'est pas mesuré sur l'ensemble de la sphère).

Nous donnons dans ce document un aperçu de sa construction et de ses performances. La situation générique est celle de la figure 3.18. Nous introduisons dans un premier temps le changement d'indice :

$$j = 2 \{n(n + 1) + m - 1\} + s \quad (3.73)$$

Ainsi, l'expansion du champ électromagnétique rayonné par un dispositif sous test (DUT) ins-

crit dans un cercle de rayon r_{min} s'exprime sous forme plus compacte :

$$\vec{E}_{DUT}(r, \theta, \varphi) = \frac{k}{\sqrt{Y_0}} \sum_{j=1}^{Jmax} Q_j \vec{F}_j(r, \theta, \varphi) \quad \forall r, \theta, \varphi \quad r \geq r_{min} \quad (3.74)$$

avec $Jmax = 2N_{max}(N_{max} + 2)$.

Soit un ensemble de dipôles infinitésimaux électriques et magnétiques suivant les trois axes du repère cartésien et co-localisés à l'origine.

Le champ électrique rayonné par le dipôle électrique (magnétique) suivant Ox $E^{e,x}(E^{m,x})$ est donné par :

$$\vec{E}^{e,x}(r, \theta, \varphi) = \frac{k}{\sqrt{Y_0}} \frac{\sqrt{2}}{2} \alpha^{e,x} (\vec{F}_2(r, \theta, \varphi) - \vec{F}_6(r, \theta, \varphi)) \quad (3.75)$$

$$\vec{E}^{m,x}(r, \theta, \varphi) = \frac{k}{\sqrt{Y_0}} \frac{\sqrt{2}}{2} \alpha^{m,x} (\vec{F}_1(r, \theta, \varphi) - \vec{F}_5(r, \theta, \varphi)) \quad (3.76)$$

Le champ électrique rayonné par le dipôle électrique (magnétique) suivant Oy $E^{e,y}(E^{m,y})$ est donné par :

$$\vec{E}^{e,y}(r, \theta, \varphi) = \frac{k}{\sqrt{Y_0}} \frac{\sqrt{2}}{2} \alpha^{e,y} (\vec{F}_2(r, \theta, \varphi) + \vec{F}_6(r, \theta, \varphi)) \quad (3.77)$$

$$\vec{E}^{m,y}(r, \theta, \varphi) = \frac{k}{\sqrt{Y_0}} \frac{\sqrt{2}}{2} \alpha^{m,y} (\vec{F}_1(r, \theta, \varphi) + \vec{F}_5(r, \theta, \varphi)) \quad (3.78)$$

Le champ électrique rayonné par le dipôle électrique (magnétique) suivant Oz $E^{e,z}(E^{m,z})$ est donné par :

$$\vec{E}^{e,z}(r, \theta, \varphi) = \frac{k}{\sqrt{Y_0}} \alpha^{e,z} \vec{F}_4(r, \theta, \varphi) \quad (3.79)$$

$$\vec{E}^{m,z}(r, \theta, \varphi) = \frac{k}{\sqrt{Y_0}} \alpha^{m,z} \vec{F}_3(r, \theta, \varphi) \quad (3.80)$$

où les différents coefficients α dépendent des courants élémentaires électriques et magnétiques suivant les expressions :

$$\alpha^{e,*} = -\frac{k}{\sqrt{6Y_0\pi}} I^{e,*} dl$$

$$\alpha^{m,*} = -\frac{ik\sqrt{Y_0}}{\sqrt{6\pi}} I^{m,*} dl$$

où i est le nombre imaginaire tel que $i = \sqrt{-1}$, et $*$ remplace l'une quelconque des orientations x, y, z .

Cette structure de dipôles élémentaires centrée sur l'origine spatiale concentre son rayonnement au degré $N=1$, ce qui correspond à des pondérations significatives uniquement pour les indices $1 \leq j \leq 6$. Les expressions 3.75, 3.76, 3.77, 3.78, 3.79, 3.80 montrent que cette combinaison

permet effectivement l'excitation de l'une ou l'autre des fonctions F_j pour $1 \leq j \leq 6$. Le champ total rayonné par cet ensemble de 6 dipôles co-localisés est la somme vectorielle des champs rayonnés, c'est-à-dire la somme vectorielle des expressions précédentes. Ceci signifie que les courants d'alimentation sont indépendants et découplés.

Seules de telles structures décentrées de l'origine du repère spatial sont en mesure de générer des harmoniques de degré supérieur. Sans intégrer de connaissance à priori sur la structure à représenter, il est judicieux de placer les sources sur la sphère de rayon minimal, de telle sorte que les harmoniques sphériques potentiellement générées par les structures équivalentes soient compatibles avec l'expansion du champ électromagnétique générée par l'objet sous test.

Supposons une distribution de L_{struct} structures de sources combinées de ce type réparties sur une sphère de rayon minimal (r_{min}). Soit la matrice $[S]$ à L_{struct} lignes et 6 colonnes telle que :

$$[S] = \begin{bmatrix} [S_1] \\ [S_2] \\ \vdots \\ [S_{L_{struct}}] \end{bmatrix} \quad (3.81)$$

avec $[S_i]$, la matrice colonne des pondérations de la i -ème structure telle que :

$$[S_i] = [\alpha_i^{e,x} \quad \alpha_i^{e,y} \quad \alpha_i^{e,z} \quad \alpha_i^{m,x} \quad \alpha_i^{m,y} \quad \alpha_i^{m,z}] \quad (3.82)$$

Les positions de ces structures est telle que celles-ci soient régulièrement espacées sur le périmètre de la sphère. Leur nombre L_{struct} est une fonction de $N = p.e.s.(r_{min})$. Ces positions sont définies suivant les règles suivantes :

1. Il existe une structure $\theta = 0$ ainsi qu'en $\theta = \pi$.
2. Il existe une structure pour tout couple (θ_p, φ_q) tel que : $\theta_p \in]0, \pi[$, $\theta_p = \frac{p\pi}{N}$, $\forall p = 1, 2, \dots, N-1$ et $\varphi_q \in]0, 2\pi[$, $\varphi_q = \frac{q\pi}{N} \sin \theta_p$, $\forall q = 1, 2, \dots$

Le calcul du champ total rayonné par l'ensemble des structures s'effectue via l'application des théorèmes de translation et de rotation des fonctions d'ondes vectorielles [43]. Ainsi pour la i -ème structure, son champ total rayonné $\vec{E}_i(r, \theta, \varphi)$ est donné par :

$$\vec{E}_i(r, \theta, \varphi) = \frac{k}{\sqrt{Y_0}} \sum_{j=1}^{Jmax} [A_{j,i}] [S_i]^t \vec{F}_j(r, \theta, \varphi) \quad (3.83)$$

où $[A_{j,i}]$ est un vecteur ligne correspondant à la transformation dans le repère global de l'équipement sous test des pondérations en harmoniques sphériques dans le repère local de la i -ème structure. $[A_{j,i}]$ se présente sous la forme :

$$[A_{j,i}] = [A_{j,i}^{e,x} \quad A_{j,i}^{e,y} \quad A_{j,i}^{e,z} \quad A_{j,i}^{m,x} \quad A_{j,i}^{m,y} \quad A_{j,i}^{m,z}] \quad (3.84)$$

On en déduit l'expression du champ total \vec{E}_{Eq-tot} issu de l'ensemble des L_{struct} structures tel que :

$$\vec{E}_{Eq-tot}(r, \theta, \varphi) = \frac{k}{\sqrt{Y_0}} \sum_{i=1}^{L_{struct}} \sum_{j=1}^{Jmax} [A_{j,i}] [S_i]^t \vec{F}_j(r, \theta, \varphi) \quad (3.85)$$

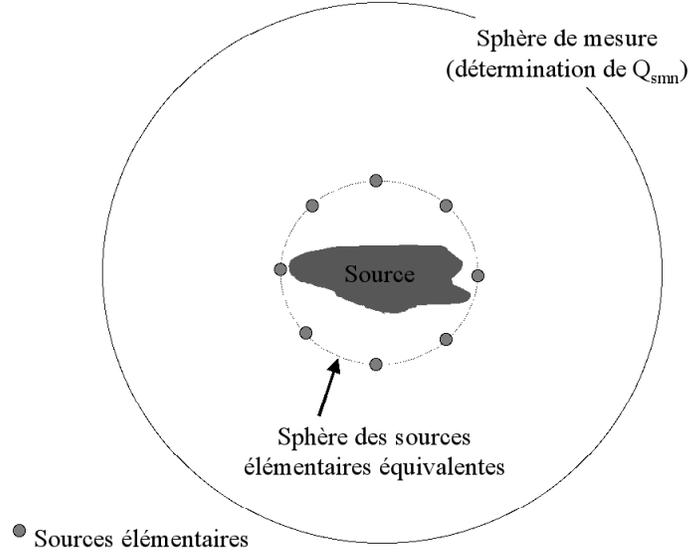


FIG. 3.18 – Etablissement d’un modèle de sources équivalentes à partir d’une quantification modale opérée sur une sphère de mesure de rayon plus important

La construction du modèle équivalent est alors effectuée par identification du champ rayonné par le dispositif sous test (éq. 3.74) à celui rayonné par l’ensemble des structures du modèle (éq. 3.85). Le champ rayonné par le dispositif sous test est déterminé au moyen d’une mesure en champ proche réalisée sur une sphère dont le rayon est bien supérieur à r_{min} . C’est à partir de cette mesure que la décomposition en harmoniques sphériques de l’équation 3.74 est réalisée. On obtient ensuite par identification le système d’équations à résoudre suivant :

$$\begin{bmatrix} Q_1 \\ \vdots \\ Q_j \\ \vdots \\ Q_{Jmax} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [A_{1,1}] & \cdots & [A_{1,i}] & \cdots & [A_{1,Lstruct}] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ [A_{j,1}] & \cdots & [A_{j,i}] & \cdots & [A_{j,Lstruct}] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ [A_{Jmax,1}] & & [A_{Jmax,i}] & & [A_{Jmax,Lstruct}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [S_1]^t \\ \vdots \\ [S_i]^t \\ \vdots \\ [S_{Lstruct}]^t \end{bmatrix} \quad (3.86)$$

Ce système est surcontraint lorsque $Jmax \geq 6L_{struct}$. Ce système de la forme $Q = AS$ est résolu à partir du calcul de la pseudo-inverse la matrice A . Sa solution est l’ensemble S des pondérations du modèle. Ce système n’est pas inconditionnellement stable, car le conditionnement de la matrice A dépend effectivement du nombre d’équations $Jmax$ versus le nombre d’inconnues du système, soit $6L_{struct}$. On montre cependant que ce conditionnement est parfaitement maîtrisé dès lors que ces paramètres sont déterminés suivant la procédure présentée.

L’antenne de la figure 3.19 dont la dimension maximale est environ une longueur d’onde a été mesurée virtuellement (code de simulation électromagnétique HFSS) à distance de 5 fois la longueur d’onde. Elle est ensuite simulée au moyen de 12 points sources répartis sur une sphère de diamètre proche de la longueur d’onde centrée sur l’origine de l’antenne. Le rayonnement direct de l’antenne est comparé au rayonnement re-simulé (figure 3.20) à partir des sources équivalentes

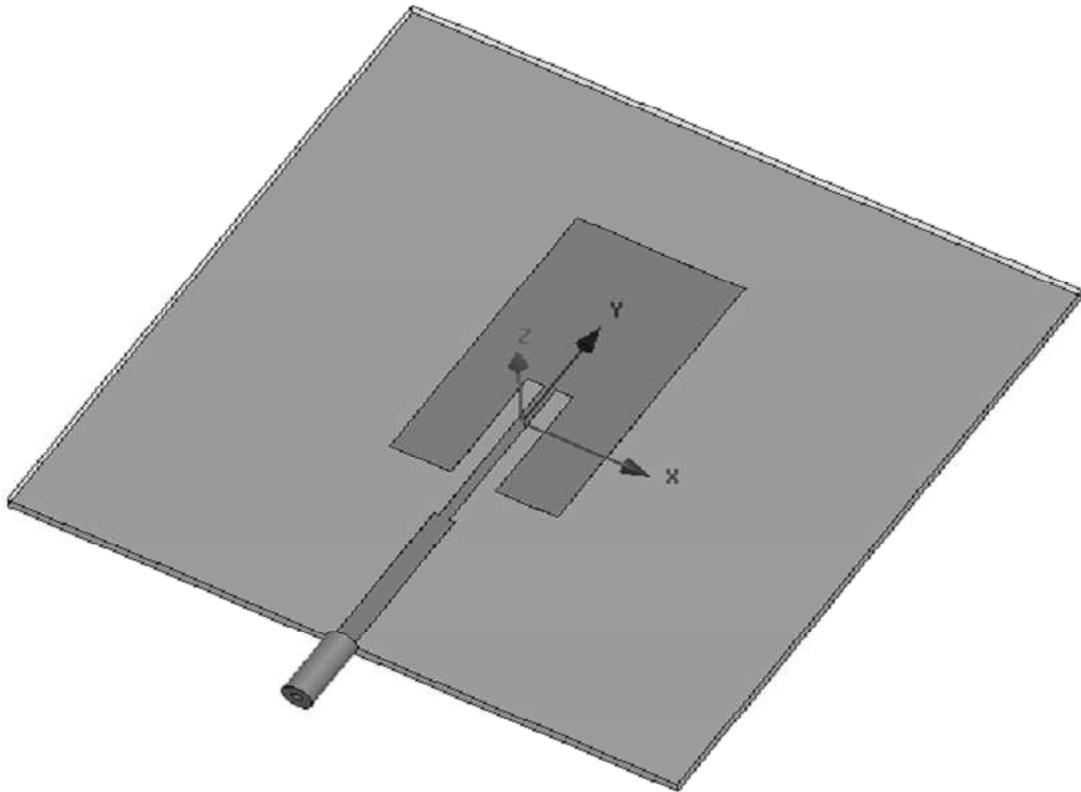


FIG. 3.19 – Exemple d’une antenne dont on détermine les sources équivalentes de rayonnement

dont la pondération a été calculée suivant la procédure décrite précédemment, à une distance d’une fois la longueur d’onde seulement.

L’algorithme proposé a été ensuite très largement sophistiqué suivant deux concepts différents. Tout d’abord, la disposition des sources équivalentes sur une sphère permet de contrôler la répartition d’énergie sur les modes essentiels de rayonnement en l’absence éventuelle d’une description précise de l’élément rayonnant lorsqu’il est par exemple intégré à son environnement. Dans le cas où la répartition géométrique des sources peut être pressentie, nous avons spécialisé la méthode à l’identification de sources réparties judicieusement. On montre alors que la description en champ beaucoup plus proche reste très fidèle au rayonnement de la source réelle. L’établissement de la limite de validité de cette approche est en cours d’investigation. Le second axe d’amélioration porte sur une technique itérative de suppression progressive des sources élémentaires dont la puissance totale rayonnée contribue trop faiblement au rayonnement total pour être significative. Cette méthode aboutit à une réduction très significative du nombre de sources élémentaires nécessaires. Les contributions de la thèse de Mr Mohammed Serhir nous paraissent tout à fait essentielles sur le plan théorique et permettent d’envisager par la suite bon nombre d’applications pratiques ayant trait à la description du rayonnement de structures préalablement mesurées et leur exploitation en vue de la

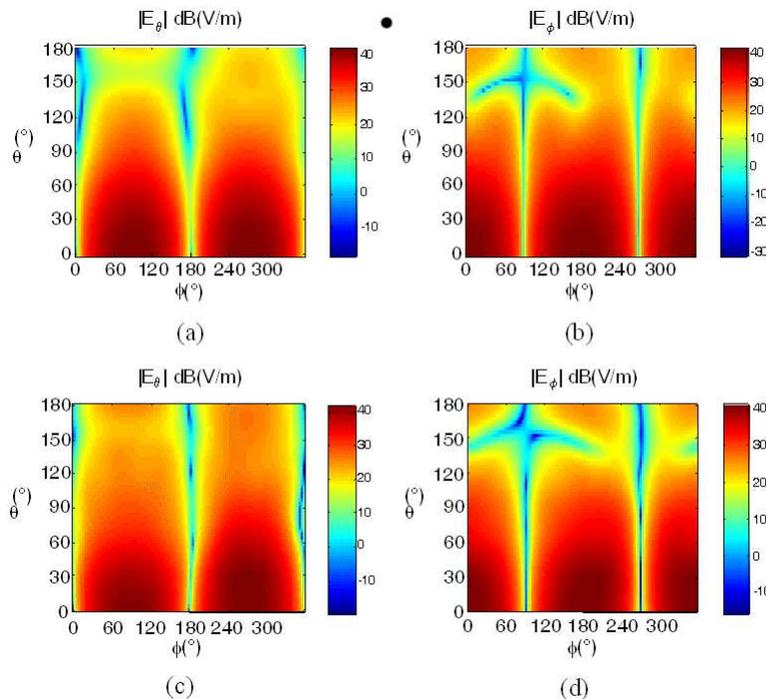


FIG. 3.20 – Comparaison du rayonnement réel de l’antenne (a) (b) avec celui produit par les sources équivalents (c)(d)

simulation de différentes scènes électromagnétiques.

Ces travaux sont actuellement en phase de valorisation [48, 49] et feront prochainement l’objet de la soutenance de thèse de Mr Mohammed Serhir programmée pour la fin 2007. Ils nous paraissent ouvrir une gamme importante d’applications potentielles dont certaines sont actuellement en cours d’investigation.

Les travaux relatifs au champ proche sphérique font également l’objet depuis le second semestre 2005 d’une collaboration avec Renault SA. Cette collaboration concerne la caractérisation et la validation d’antennes RF embarquées sur véhicule au moyen d’une installation de mesures en champ proche adaptée à la dimension d’un véhicule. Ces travaux font l’objet de la thèse CIFRE de Mr Loïs Le Danvic.

3.4.2 AXE 4 Chambres réverbérantes à brassage de modes : Optimisation et recherche de protocoles de mesure pour des applications de compatibilité électromagnétique et d’évaluation de paramètres globaux d’antennes

3.4.2.1 Introduction

Les activités de recherche en chambre réverbérante électromagnétique ne cessent de s’enrichir à travers le monde depuis maintenant une quinzaine d’année environ. Les recherches initiales menées dans les années 70 à l’université navale de Naples [50, 51] ont constitué le point de départ de

l'utilisation de la réverbération dans le domaine électromagnétique, principe bien connu dans le domaine acoustique. Les années 80 ont vu d'intensives campagnes de caractérisation aux Etats-Unis particulièrement au sein du NIST (ex NBS) (National Institute of Standard and Technologies, Boulder CO) ou encore à la NSWCDD (Naval Surface Warfare Center Dahlgren Division VA)[52, 53]. C'est au début des années 90 que Bernard Démoulin a introduit cette thématique de recherche en France à l'université de Lille. Depuis, de nombreuses équipes de recherche à travers le monde se sont dotées d'un tel instrument et l'ont étudié sous des angles très différents tant sur le plan expérimental que sur le plan de l'analyse théorique ou de la modélisation numérique.

De ce fait, il est tout à fait légitime de se poser une question importante : que reste-t-il à découvrir sur ce moyen qui non seulement a fait l'objet d'un nombre incalculable de publications, mais dont l'utilisation est désormais normalisée au moins dans certains contextes d'application ? De nombreux facteurs nous donnent d'excellentes raisons de croire que ce champ de recherche ne fera que s'ouvrir davantage encore. Il y a véritablement autour des chambres réverbérantes un champ d'investigation beaucoup plus important que ne pouvaient le laisser soupçonner les premiers travaux sur le sujet. D'une part, sur le plan des applications CEM de ce moyen d'essai les attentes et questionnements que suscitent l'utilisation des chambres réverbérantes sont très importants. Son insertion dans le processus de conception et surtout d'homologation en CEM laisse encore de nombreuses interrogations. L'appréhension du fonctionnement d'une chambre réverbérante n'est pas encore complète, surtout si l'on se réfère aux techniques de mesure en chambre anéchoïque qui, malgré leur défauts, servent encore d'étalon aux concepteurs. La chambre réverbérante s'impose malgré tout là où les moyens conventionnels ne sont pas opérationnels. J'ai également la conviction que les chambres réverbérantes doivent également trouver leur développement vers d'autres applications en CEM. En d'autres termes, la mesure en chambre réverbérante autorise bien d'autres applications que celle de l'analyse de l'immunité rayonnée pour laquelle la communauté CEM a consacré beaucoup d'efforts. Ces applications dépassent largement, depuis peu, le champ disciplinaire de la CEM et s'ouvrent à la mesure de dispositifs radio-fréquences.

En effet, les chambres réverbérantes offrent un potentiel remarquable dans le contexte de la caractérisation de paramètres d'antennes tels le rendement [54, 55] ou le gain de diversité [56] pour les systèmes multi-antennaires, la sensibilité de terminaux, l'influence de l'environnement proche en terme de rendement d'antennes [57], jusqu'au test de systèmes de communication pour lesquels la chambre réverbérante offre des scénarii possibles de création de canaux de propagation spécifiques [58, 59].

En définitive, nous pourrions conclure assez facilement que les investigations autour des chambres réverbérantes monopoliseront les chercheurs pendant de nombreuses années encore. Pour s'en convaincre, nous dressons ci-dessous, sans prétendre à l'exhaustivité, une liste de questions à résoudre ou de pistes d'exploration potentielles :

1. Comment situer un niveau d'essai en chambre réverbérante par rapport aux niveaux d'essais classiques en chambre anéchoïque ?⁷
2. Doit-on ou est-t-il utile d'interpréter la mise en défaut d'un équipement en test en chambre réverbérante sous l'angle statistique ?
3. Comment rapprocher l'environnement créé en chambre réverbérante de l'environnement réel ou d'autres moyens d'essais pour un équipement ou pour un système ?

⁷La question de la directivité est sous-jacente

4. Comment peut-on optimiser les temps d'essais ? En particulier, quelles techniques de brassage (continu, pas à pas, mécanique, électronique, une combinaison de ces mécanismes...) sont applicables et dans quelles circonstances ?
5. Quelle opportunité pour le développement des mesures de puissance totale rayonnée après le premier pseudo-succès remporté par les mesures d'immunité ?
6. Quelles tolérances faut-il en matière de calibrage de l'uniformité et d'une manière générale comment s'assurer d'une bonne incertitude de mesures.
7. Une chambre réverbérante peut-elle détecter un défaut d'étanchéité d'un équipement blindé sans recours à un capteur interne ? (Cette idée peut sembler saugrenue mais une petite variation de densité de puissance électromagnétique n'est-elle pas mesurable dans une chambre réverbérante ?)
8. La mesure d'efficacité d'antennes a été démontrée. Cependant, aucune procédure de calibrage n'a été à notre connaissance proposée. Comment calibrer une mesure qui exige que l'on collectionne un grand nombre d'échantillons indépendants ?
9. La faisabilité de la mesure du gain de diversité d'antennes en chambre réverbérante a également été démontrée. Cependant, est-il possible d'ajuster le canal de propagation simulé par l'environnement réverbérant à celui effectivement visé par l'application de télécommunications. Dans l'affirmative, comment démontrer expérimentalement que la statistique empirique établie est conforme à la loi de distribution visée ?
10. Peut-on envisager l'utilisation des chambres réverbérantes en régime impulsionnel ? Quel profit retirer des propriétés du retournement temporel pour des applications CEM ou autres ?
11. Le modèle théorique statistique proposé pour les chambres idéales par la communauté CRBM résiste-t-il aux analyses des chambres réverbérantes réelles. Sait-on évaluer ces déviations si elles existent ? En particulier, quel modèle peut-on appliquer en régime basse fréquence ?
12. Quel diagnostic faut-il porter sur l'évaluation de la corrélation des échantillons, et comment mesurer la réelle efficacité du brassage mécanique ou encore électronique ?

Ce sont autant de questions (et d'autres encore actuellement et à venir ...) qui permettent d'envisager très sereinement un investissement important en recherche sur ce sujet. Après un rappel succinct des propriétés essentielles des chambres réverbérantes la suite de cette description est consacrée aux différentes pistes de recherche explorées depuis mon arrivée à l'IETR en 2002.

3.4.2.2 Généralités sur les chambres réverbérantes

Une chambre réverbérante se définit avant tout comme une enceinte électromagnétique faradisée au sein de laquelle il est aisé de modifier de façon très importante la distribution du champ électromagnétique interne au moyen de différents procédés de brassage. Les conditions d'existence d'un fonctionnement de type "chambre réverbérante" se réduisent à la seule faculté de générer de nombreux états de propagation différents (indépendants) en modifiant les conditions d'excitation du champ (modification de la polarisation, position ou de la fréquence de l'émetteur) ou en modifiant partiellement les conditions aux limites grâce à l'apport d'un brasseur de modes métallique en rotation. Les états indépendants doivent être assez nombreux pour que le champ électromagnétique

apparaisse, par construction, comme aléatoire en tout point de l'espace de la chambre⁸. Ceci ne peut être obtenu que lorsque la cavité est électromagnétiquement surdimensionnée, donc potentiellement excitable selon de nombreux modes différents. Les modèles établis sur la base de cavités parallélépipédiques tendent à montrer que seule une densité de modes (nombre de modes / Hz)⁹ suffisante permet l'obtention des propriétés inhérentes aux chambres réverbérantes. Cependant, si cette indication permet de déterminer par exemple le potentiel d'un brassage par modification de la fréquence d'émission, elle ne donne pas directement une information sur l'efficacité d'un brassage mécanique. Il a été démontré que le brassage mécanique a la capacité de modifier la fréquence de résonance d'un mode, mais il reste très difficile de quantifier cet effet. Il n'existe pas à l'heure actuelle de théorie relative à la construction d'un brasseur optimisé. Un brasseur doit simplement présenter une dimension suffisante (par rapport à la longueur d'onde) en vue de constituer une perturbation importante pour le champ qui l'entoure. A ce sujet, un constat expérimental et théorique intéressant a été dressé dans un article récent [60]. Il démontre sans ambiguïté que l'efficacité d'un brasseur croît de façon beaucoup plus importante en raison de son diamètre qu'en raison de sa hauteur. L'origine physique de ce résultat est d'ailleurs très intuitive. L'efficacité de brassage se mesure en réalité à la quantité de déplacement des conditions aux limites. Lors d'une rotation, le déplacement des parties du brasseur situées loin de l'axe de rotation est naturellement plus important et plus à même d'apporter une évolution suffisante des conditions aux limites permettant le passage à une nouvelle distribution de champ décorrélée de la précédente. Ceci laisse encore largement la place à l'imagination des concepteurs de brasseurs. Une idée à creuser serait d'étudier si la performance du brasseur est associable à l'allure de son diagramme de rayonnement (diffraction). Dans cette optique, un brasseur optimal serait celui dont le diagramme est le plus complexe, ce qui est nécessairement associé à une dimension minimale, au moins dans certaines directions.

Le coefficient de qualité de l'enceinte constitue également un paramètre important pour l'obtention des propriétés réverbérantes. Un coefficient de qualité faible (cas d'une enceinte insuffisamment paradisée) pourrait nuire à la génération d'un nombre suffisant d'états de propagation. Quelques modes dominants pourraient ainsi masquer l'apparition d'autres modes et ainsi limiter les degrés de liberté apportés par le brassage. Cependant, on montre notamment que l'utilisation de hangars métalliques, sans précautions particulières, permet de réaliser un environnement réverbérant pour des avions de grande dimension malgré des coefficients de qualité assez faible. Dans le cadre de l'évaluation de fonctions de transfert d'un système ce procédé est tout à fait intéressant [61]. En fait, l'intérêt d'un coefficient de qualité élevé est étroitement associé à la possibilité de générer des niveaux de champ importants, tels que ceux exigés dans un certain nombre de programmes industriels. Bien que non réellement démontré, on suppose que des facteurs de qualité très élevés seraient préjudiciables au fonctionnement des chambres réverbérantes. En pratique, il ne semble pas que ceci ait posé de problèmes particuliers dans les chambres conventionnelles en acier galvanisé ou même en aluminium. Des cas de dysfonctionnement ont été repérés notamment en régime de longueur d'onde de l'ordre du centimètre pour des cages dont les parois mesurent plusieurs mètres. Ces dysfonctionnements pourraient être attribués à l'insuffisance du brassage dans des conditions où l'émetteur tend à devenir très directif [62]. Ceci montre bien l'importance des procédures de calibrage des chambres en dehors même des procédures probablement trop laxistes

⁸A l'exception des points de l'espace situés à moins de $\lambda/4$ de tout objet ou paroi métallique, pour lesquels les conditions aux limites ne permettent pas une évolution suffisamment chaotique de toutes les composantes du champ électromagnétique.

⁹L'ordre de grandeur est de quelques dizaines de modes sur une bande de quelques MHz.

des normes actuelles¹⁰.

Nous signalons également que la détermination théorique du facteur de qualité est un très ancien problème encore resté sans solution à notre connaissance. Les modèles proposés, dont on peut trouver un condensé dans [63], constituent tous une évaluation très largement optimiste par rapport aux coefficients effectivement mesurés. L'estimation des pertes globales d'énergie dans la chambre est donc sous-estimée. Il reste cependant à trouver l'origine des pertes manquantes ! Est-ce la bonne piste ? Il est permis d'en douter.

Les critères qui permettent d'établir qu'une cage de Faraday se comporte en régime réverbérant ne sont pas encore à l'heure actuelle bien figés. En basse fréquence, au voisinage de la première fréquence de résonance f_0 de l'enceinte, un fonctionnement réverbérant est impossible. Au delà de la limite empirique de $6f_0$, on admet en général que l'on obtient un fonctionnement réverbérant optimal. Dans la zone de transition, l'appréciation est précisément fonction des critères d'observation. Une évolution récente de la normalisation (DO 160 E) tend, probablement à tort, de relâcher les contraintes, pour élargir fictivement la bande passante des chambres existantes. Il ne faut certainement pas discréditer les efforts entrepris pour l'utilisation des chambres réverbérantes en régime basse fréquence, mais nous pensons que la mise en oeuvre de tels essais doit prendre en compte la modification du comportement statistique des mesures.

Sur le plan théorique, le modèle comportemental adopté très largement par la communauté est le modèle de Hill[64]. En un point quelconque de la chambre, le champ électromagnétique est le résultat de la superposition d'un ensemble d'ondes planes qui parviennent en ce point au gré de nombreux trajets multiples. Le brassage modifie substantiellement cette superposition de telle sorte que le résultat de cette dernière évolue de façon aléatoire. Pour une chambre idéale, ce champ peut être modélisé par un spectre aléatoire d'ondes planes d'amplitude constante mais de phase et de polarisation quelconque, selon une distribution statistique uniforme. On admet également la propriété d'ergodicité : l'observation du champ en un point quelconque de l'espace (hors proximité avec une objet ou une paroi) de la chambre est équivalent à l'observation que l'on effectuerait en parcourant cet espace. Il en résulte les principales propriétés suivantes. Une composante rectangulaire quelconque du champ électrique E_r suit une loi de distribution de type χ à deux degrés de liberté, ou loi de Rayleigh :

$$f(E_r) = \frac{2E_r}{\theta} \exp\left(-\frac{E_r^2}{\theta}\right) \quad (3.87)$$

Où $f(E_r)$ est la fonction de densité de probabilité de E_r et θ le paramètre de la loi de Rayleigh. θ est estimé à partir de N réalisations indépendantes en chambre réverbérante mesurées au moyen d'une sonde de champ électrique :

$$\theta = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N E_{r_i}^2 \quad (3.88)$$

Suivant ce modèle, la puissance reçue aux bornes d'une antenne P_r tout comme une composante rectangulaire du champ électrique élevée au carré suit une loi du χ^2 à deux degrés de liberté ou loi exponentielle :

$$f(P_r) = \frac{1}{\theta} \exp\left(-\frac{P_r}{\theta}\right) \quad (3.89)$$

¹⁰Notamment, les normes IEC 61000-4-21 pour les produits civils, RTCA DO160E pour les équipements aéronautiques, MIL STD 461 E pour les équipements militaires.

Où $f(P_r)$ est la fonction de densité de probabilité de P_r et θ le paramètre de la loi exponentielle. θ est estimé à partir de N réalisations indépendantes en chambre réverbérantes prélevées au moyen d'un mesureur de puissance aux bornes d'une antenne :

$$\theta = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N P_{r_i} \quad (3.90)$$

Ce comportement aléatoire est mis à profit pour créer un environnement électromagnétique statistiquement homogène. L'incertitude statistique de la mesure repose en définitive sur le nombre N d'échantillons indépendants collectés. Les précisions requises en terme d'environnement d'essais de compatibilité électromagnétique ne nécessitent que quelques dizaines d'échantillons. Supposons par exemple que l'observable de la mesure soit la moyenne de la puissance reçue sur une antenne. C'est par exemple un observable possible en matière de mesure de puissance totale rayonnée par un objet situé dans la chambre. Cette moyenne est l'estimateur du paramètre de la loi exponentielle (équation 3.90). Suivant le théorème central limite, pour un nombre N suffisamment élevé, cette estimation suit elle-même une loi normale du type $\mathcal{N}(\mu, \mu/\sqrt{N})$ ¹¹. Ainsi pour $N=50$, l'uniformité statistique attendue de la puissance, avec un intervalle de confiance de 95% est environ de plus ou moins 30 %, ce qui est compatible avec les exigences habituelles des mesures de CEM. Le chiffre $N=50$ correspond effectivement à l'ordre de grandeur du nombre d'échantillons habituellement utilisé en mesure de CEM en chambre réverbérante. Il est très curieux de constater par ailleurs que ces normes autorisent l'emploi d'un nombre encore moins élevé d'échantillons en régime de haute fréquence. A contrario, l'utilisation des chambres réverbérantes pour l'estimation de paramètres d'antennes exige une incertitude de mesure nettement plus faible, de l'ordre de quelques %. Limiter l'incertitude statistique à un niveau de 5% signifie l'acquisition d'environ 1500 échantillons indépendants, ce qui nécessite une combinaison de techniques de brassage. Outre la modification des conditions aux limites par le mouvement d'un brasseur, on peut également effectuer une variation de la fréquence autour de la fréquence de travail ou encore procéder à une modification de la position de l'objet sous test.

Ces quelques généralités sur les chambres réverbérantes donnent un aperçu des nombreuses questions et pistes de recherche. Cela en fait un sujet particulièrement riche et passionnant. Nous consacrons la suite de cette section à la présentation de nos principales et récentes contributions dans ce domaine. Elles s'articulent en trois points. Le premier (sous-section 3.4.2.3) est un exposé succinct d'une méthode originale de mesure de l'efficacité de blindage dont la faisabilité a été démontrée lors d'un stage de fin d'études réalisé par Mr Arnaud Couduy. Le second point (sous-section 3.4.2.4) concerne des travaux personnels menés sur l'évaluation empirique de l'incertitude de mesures en chambre réverbérante pour les applications de mesure d'antennes. Cette évaluation est en effet indispensable pour optimiser le choix des protocoles de brassage. Enfin la dernière partie résume les contributions de la thèse de Mr Christophe Lemoine concernant l'analyse approfondie sous l'angle statistique du comportement des chambres réverbérantes. Cette analyse permet de quantifier finement la déviation potentielle d'une chambre réelle par rapport à l'hypothèse de Hill en terme de lois support de la distribution du champ et de la puissance. Une autre contribution de cette thèse résumée dans ce document concerne le calcul du nombre effectif d'échantillons indépendants à partir d'une série quelconque présentant un certain degré de corrélation.

¹¹Dans le cas particulier d'une loi exponentielle l'écart type de la distribution est égal à sa moyenne

3.4.2.3 Mesures d'efficacité de blindage en chambre réverbérante

Une chambre réverbérante se caractérise essentiellement par un environnement confiné au sein duquel nous sommes en mesure d'établir un bilan d'énergie entre une source d'excitation et un capteur en réception, ceci de façon relativement indépendante de la position, de la polarisation et de la directivité de la source dans la chambre. Préalablement à toute description de l'apport potentiel des chambres réverbérantes dans le domaine de l'efficacité de blindage, il est particulièrement important de définir cette notion. Il existe en effet de nombreuses définitions potentielles de cette grandeur suivant que l'on s'intéresse par exemple à l'efficacité de blindage d'un câble, d'un matériau ou d'une enceinte faradisée. Nous nous intéressons dans ce qui suit successivement à l'efficacité de blindage d'un matériau puis à celle d'une enceinte faradisée.

La mesure d'efficacité d'un matériau, notée EB , s'effectue en plaçant un échantillon planaire de telle sorte que l'on puisse observer le rapport de la puissance incidente P_{inc} sur la puissance transmise P_{tra} à travers le matériau.

$$EB = \frac{P_{inc}}{P_{tra}} \quad (3.91)$$

C'est une caractéristique intrinsèque au matériau qui est dans ce cas recherchée. Une solution classique consiste à insérer le matériau dans un guide d'onde coaxial. Le rapport de la puissance mesurée en réception en l'absence puis en présence de l'échantillon est homogène à l'efficacité de blindage du matériau. L'incidence de l'onde est dans ce cas normale au plan du matériau à tester.

En chambre réverbérante, un tel matériau peut être soumis à un champ de polarisation et d'angle d'incidence aléatoires. Ce matériau peut être inséré dans la paroi d'une cavité également surdimensionnée (donc également réverbérante) placée à l'intérieur de la chambre réverbérante [65].

En premier lieu, en vertu de la règle de conservation d'énergie ou de puissance, en régime établi, la puissance transmise dans la chambre réverbérante est égale à celle qui est dissipée. Durant le régime transitoire, l'énergie électromagnétique est stockée dans l'enceinte. Elle est ensuite constante en régime permanent et proportionnelle à la puissance transmise. Cette puissance est globalement dissipée à travers les parois métalliques de la chambre réverbérante ou absorbée par l'antenne d'émission ou encore par différents objets situés dans la chambre le cas échéant. Il faut y ajouter la contribution de l'enceinte faradisée, d'autant plus grande que le matériau sera faiblement blindant... On peut d'emblée noter que cette contribution sera cependant très faible si l'enceinte faradisée ne comporte pas de pertes suffisantes. La densité de puissance stockée dans la chambre réverbérante peut donc être très importante. La grandeur caractéristique permettant d'évaluer la capacité d'une chambre réverbérante à stocker l'énergie électromagnétique est le coefficient de qualité défini par

$$Q = \frac{\omega U_s}{P_d} \quad (3.92)$$

Q se définit comme le rapport de l'énergie stockée U_s par unité de temps (pulsation $\omega = \frac{2\pi}{T}$) à la puissance dissipée P_d avec

$$P_d = P_t \quad (3.93)$$

Où P_t est la puissance transmise.

En première approximation, on admet également qu'en bon fonctionnement réverbérant l'énergie est uniformément stockée dans le volume de l'enceinte :

$$U_S = WV \quad (3.94)$$

Où W est la densité volumique de l'énergie électromagnétique et V le volume de la cavité réverbérante. L'énergie est portée à part égale par le champ électrique et le champ magnétique. On admet également que l'impédance d'onde est celle du vide suivant le modèle du spectre d'onde plane proposé par Hill[64] . On a alors :

$$W = \varepsilon_0 E^2 \quad (3.95)$$

Où ε_0 est la permittivité diélectrique du vide et E l'amplitude (valeur efficace) du champ électrique total.

On peut également écrire pour la densité de puissance S :

$$S = \frac{E^2}{\eta_0} = cW \quad (3.96)$$

Où η_0 est l'impédance d'onde du vide et c la célérité de la lumière. Une plus faible efficacité de blindage d'un matériau placé sur une enceinte réverbérante interne située à l'intérieur d'une chambre réverbérante doit se traduire par une capacité plus importante à coupler la densité de puissance S présente dans la chambre à l'intérieur de la cavité. Le paramètre pouvant décrire ce phénomène est la section efficace de couplage du matériau, qui traduit effectivement le couplage existant entre l'objet et l'environnement électromagnétique créé dans la chambre.

Dès lors la mesure d'efficacité de blindage peut être définie par le rapport de la section efficace de couplage lorsque l'ouverture est vide ($P_{t,o}/S_{ext,o}$) et lorsque l'ouverture est chargée ($P_{t,ch}/S_{ext,ch}$)

$$EB = \frac{\frac{P_{t,o}}{S_{ext,o}}}{\frac{P_{t,ch}}{S_{ext,ch}}} \quad (3.97)$$

P_t est la puissance transmise à travers l'ouverture lorsqu'elle est vide (o) ou chargée (ch)

S_{ext} est la densité de puissance dans la chambre réverbérante externe, qui peut également être différente suivant que l'ouverture soit chargée (ch) ou non (o).

Compte tenu de la définition de l'efficacité de blindage donnée par 3.97, l'efficacité de blindage définie dans [65] est donnée par :

$$EB = \frac{P_{r,int,O} P_{r,ext,Ch} Q_{int,Ch}}{P_{r,int,Ch} P_{r,ext,O} Q_{int,O}} \quad (3.98)$$

Nous explicitons ci-dessous les différents termes de cette équation :

$P_{r,int,Ch}$ représente la puissance reçue par une antenne située à l'intérieur de la petite enceinte lorsque l'ouverture est chargée.

$P_{r,int,O}$ représente la puissance reçue par une antenne située à l'intérieur de la petite enceinte lorsque l'ouverture est non chargée.

$P_{r,ext,O}$ représente la puissance reçue par une antenne située à l'extérieur de la petite enceinte lorsque l'ouverture est non chargée.

$P_{r,ext,Ch}$ représente la puissance reçue par une antenne située à l'extérieur de la petite enceinte lorsque l'ouverture est chargée.

$Q_{int,O}$ représente le coefficient de qualité de la petite enceinte lorsque l'ouverture est chargée.

$Q_{int,Ch}$ représente le coefficient de qualité de la petite enceinte lorsque l'ouverture est non chargée.

En principe, la mesure interne à la cavité est obligatoire afin d'évaluer les paramètres $P_{r,int,Ch}$, $P_{r,int,O}$, $Q_{int,O}$, $Q_{int,Ch}$ de l'expression 3.98. Envisageons cependant un scénario pour lequel nous disposons d'aucune possibilité d'excitation ou de mesure du boîtier interne. Supposons dans un premier temps que le blindage soit quasi-parfait. La puissance transmise dans la cavité externe est alors entièrement dissipée dans la cavité externe, car nulle ou négligeable au sein de l'équipement blindé. Envisageons dans un second temps une dégradation légère mais réelle de ce blindage initialement parfait. Si l'antenne d'émission est située à distance de l'équipement, on peut émettre l'hypothèse que la puissance transmise reste identique. En revanche, une fraction éventuellement assez faible de cette puissance est désormais dissipée à l'intérieur de l'équipement, effet qui peut être amplifié par la présence d'objets absorbants à l'intérieur de la cavité. De plus, si les pertes dans l'équipement sont principalement liées à la présence d'absorbants, on peut également émettre l'hypothèse que le coefficient de qualité de la cavité interne demeure inchangé malgré la dégradation du blindage. En conséquence, une évaluation approximative du rapport de l'efficacité de blindage pour un blindage parfait par rapport à un blindage dégradé se met sous la forme :

$$\frac{EB_{Dg}}{EB_{Parf}} = \frac{P_{r,int,Parf}}{P_{r,int,Dg}} \frac{P_{r,ext,Dg}}{P_{r,ext,Parf}} \quad (3.99)$$

Dans cette expression le blindage parfait est représenté par l'indice $Parf$ et la notion de blindage dégradé par l'indice Dg . Si on pose $P_{r,ext,Parf} = 1$ et $P_{r,int,Parf} = \varepsilon$ alors $P_{r,int,Dg} = \varepsilon + \Delta$, ($\Delta \geq 0$) et $P_{r,ext,Dg} = 1 - \Delta$. On peut également retenir l'hypothèse $\Delta \gg \varepsilon$, on obtient :

$$\frac{EB_{Dg}}{EB_{Parf}} \approx \frac{\varepsilon}{\Delta} (1 - \Delta) \quad (3.100)$$

L'estimation du facteur ε suppose toujours une mesure interne. Cependant, la variation Δ est potentiellement perceptible dans l'enceinte extérieure et permet d'accéder à une mesure relative de la dégradation de performance d'un blindage.

Le principe a d'abord été évalué au moyen de la simulation numérique en 2003 et le passage à la démonstration expérimentale a été effectué en 2004. La détection expérimentale d'une modification de l'efficacité de blindage a été réalisée et a fait l'objet d'un brevet pris en collaboration avec PSA Peugeot-Citroën en 2005[66]. On a en particulier montré expérimentalement qu'il était possible de détecter la présence d'une ouverture de dimension inférieure à la longueur d'onde en plaçant dans l'équipement sous test un échantillon d'absorbant électromagnétique, par contraste avec le test en blindage parfait (ouverture masquée). La consolidation théorique et l'optimisation de la méthode de mesure pourraient faire l'objet d'une poursuite de travaux intéressante, en vue d'en améliorer la performance.

3.4.2.4 Incertitudes de mesure en chambre réverbérante. Application aux mesures d'efficacité et de gain de diversité d'antennes en chambre réverbérante

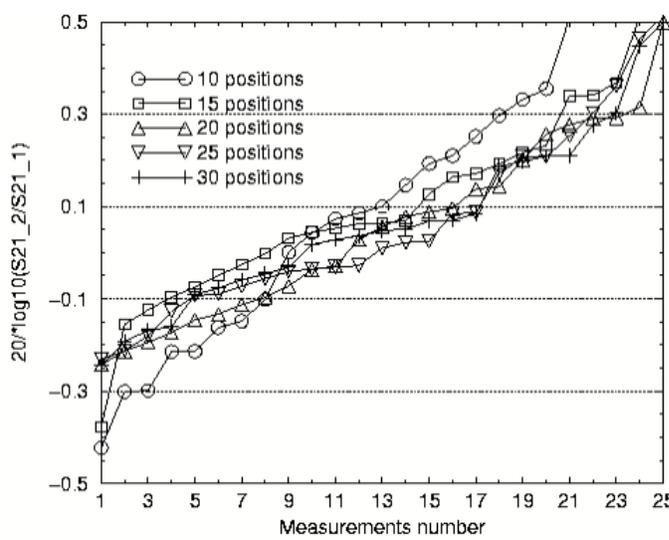
L'incertitude de mesure en chambre réverbérante résulte directement du mode opératoire, autrement dit de sa composante statistique. Cette composante d'incertitude est un facteur important

de l'incertitude globale de mesure. Si l'on considère une expérience de reproductibilité en chambre réverbérante, celle-ci fait intervenir un degré de liberté assez insolite en métrologie : la position de l'objet sous test. Il peut être disposé de telle sorte que le champ vu par celui-ci soit totalement non corrélé par rapport au premier essai si, par exemple, il est disposé à une distance au moins égale à $\lambda/2$ de son premier emplacement [67]. Le résultat de mesure présente donc en conséquence une incertitude statistique qu'il est intéressant de quantifier et de relier au processus de mesure sélectionné.

Sur le plan théorique, si on assimile le comportement du champ électromagnétique dans une chambre réverbérante à une variable aléatoire cette incertitude est en principe reliée à la réalisation multiple mais limitée de cette dernière.

Par exemple, le champ moyen obtenu sur un tour de brasseur au cours duquel on aura prélevé N mesures est un estimateur statistique. Si N (en nombre suffisant) est le nombre de tirages indépendants d'une variable aléatoire X le théorème central limite indique que cet estimateur suit une loi gaussienne dont l'écart-type est en raison inverse de la racine carrée du nombre d'échantillons. Cette théorie repose sur l'hypothèse d'un processus pseudo-aléatoire de génération du champ. Il résulte de cette analyse que l'incertitude statistique pourrait être déterminée à partir de la seule connaissance de N . Malheureusement, il est difficile d'estimer directement le nombre d'échantillons indépendants avec suffisamment de précision. Cette question importante a cependant été résolue au cours de la thèse de Mr Christophe Lemoine (sous-section 3.4.2.5). Nous avons donc proposé et validé une méthode empirique basée sur une expérience de reproductibilité, utilisant un des nombreux degrés de liberté de la chambre : la position aléatoire de l'objet sous test. Cette technique permet en particulier de démontrer une incertitude acceptable pour les mesures d'antennes.

Le principe de cette technique expérimentale est en réalité très simple. Il s'agit d'évaluer le potentiel d'un protocole de mesure en chambre réverbérante. On peut supposer que ce protocole consiste à collecter systématiquement un ensemble de réalisations à partir d'un nombre préalablement fixé de positions de brasseur et/ou de fréquences de travail. L'estimation de l'incertitude de mesure peut être déterminée approximativement en observant le résultat obtenu pour un grand nombre de positions arbitraires de l'objet sous test (typiquement 30). Cette approche a été validée expérimentalement en démontrant que l'incertitude statistique ainsi observée est bien relative au nombre d'échantillons indépendants observés [68, 69]. Il n'est en effet pas nécessaire de connaître précisément ce nombre pour démontrer cette dépendance puisque, par construction, il est possible de réaliser des séries de mesures ayant un rapport d'échantillons indépendants connu. La figure 3.21 illustre ce propos. Cette expérience consiste à mesurer le coefficient de transmission S_{21} entre une antenne d'émission en position fixe et une antenne de réception située dans le volume utile de la chambre réverbérante de l'IETR. L'estimation de S_{21} est réalisée en effectuant la moyenne empirique sur 101 échantillons acquis en effectuant un balayage en fréquence entre 900 et 904 MHz sur 101 points. Le nombre d'échantillons indépendants n'est pas connu avec précision. Cette acquisition est effectuée en différentes positions arbitraires de l'antenne de réception pour une première série d'expériences ($S_{21} - 1$) puis pour une seconde série ($S_{21} - 2$). L'espérance du rapport de la seconde série sur la première est évidemment égal à 1. Cependant l'écart-type de cette loi diminue avec le nombre de positions cumulées. On peut vérifier sur un ensemble limité de 25 mesures de ce rapport que l'écart-type suit approximativement l'écart-type théorique déduit du théorème central limite en raison de l'augmentation du nombre de positions. On peut, en effet, en première approximation, considérer que le nombre total d'échantillons indépendants est directement proportionnel au nombre de positions cumulées pour réaliser l'estimation.



Uncertainty / Number of positions

Number of positions	Standard deviation (%)	
	<i>experiment</i>	<i>Theory</i>
5	5.3	5.4
10	3.7	3.8
15	2.5	3.1
20	2.3	2.7
25	2.4	2.4
30	2.2	2.2

FIG. 3.21 – Exemple d’observation empirique de l’évolution de l’incertitude de mesure fonction du nombre d’échantillons indépendants)

3.4.2.5 Lois statistiques supports pour la caractérisation du champ électrique en chambre réverbérante et statistique du coefficient de corrélation des échantillons prélevés

Lois statistiques supports Les approches statistiques permettant de décrire le champ électromagnétique en enceinte réverbérante ont été en particulier décrites historiquement dans [70] puis consolidées dans [64]. Le modèle sous-jacent qui consiste à représenter le champ électromagnétique comme la superposition séquentielle d’un spectre d’ondes planes est communément admise. Sur le plan expérimental, on considère jusqu’à présent que les résultats confirment ce modèle avec une bonne approximation.

Dans le cadre de la thèse de Mr Christophe Lemoine, démarrée en octobre 2005, nous avons pour objectif initial l’étude des incertitudes statistiques liées aux protocoles d’essais en chambre réverbérante. A terme, cette recherche a pour but de préciser cette notion dans le cadre des essais de CEM et surtout dans la perspective des applications de la chambre réverbérante à la mesure de performances d’antennes. En effet dans ce dernier cas, l’incertitude statistique doit être significativement plus réduite pour estimer avec une précision raisonnable pour l’ingénieur, l’efficacité d’une antenne. Il s’agit également de compléter l’approche empirique développée au paragraphe 3.4.2.4 par une approche plus théorique.

Dans un premier temps, nous avons recherché la confirmation du fait, semble-t-il bien établi, que la puissance reçue sur une antenne suit une loi exponentielle tandis qu’une composante rectangulaire du champ électrique mesuré par une sonde de champ électrique suit une loi de Rayleigh. Cette vérification initiale a été réalisée dans la chambre réverbérante de l’IETR en régime de bon fonctionnement de la réverbération (au moins avéré au delà de 250 MHz). Pour ce qui concerne la

distribution des mesures de puissance, l'hypothèse exponentielle est bien confirmée. En revanche, la figure 3.22 montre un résultat surprenant obtenu pour une mesure d'une composante de champ rectangulaire¹², censée suivre une loi de Rayleigh pour laquelle le rapport attendu de l'écart type à la moyenne de la distribution est environ 0,52. Compte tenu du nombre significatif d'échantillons collectés pour réaliser cette analyse, il n'est pas possible d'expliquer que l'espérance de l'écart-type empirique rapporté à la moyenne soit aussi éloignée de cette valeur de 0,52. Ce graphe nous permet d'apporter deux conclusions. D'une part, il semble que les résultats expérimentaux ne confirment pas l'ajustement à la loi de Rayleigh. D'autre part, on constate une modification de l'observation avec la fréquence, et en particulier ce rapport tend à se rapprocher de celui attendu avec l'augmentation de la fréquence de travail.

Dès lors, il nous restait à expliquer un tel résultat, et le confirmer notamment à travers les tests statistiques d'ajustement à une loi de distribution. En premier lieu, il a été constaté que les tests statistiques d'ajustement ont davantage été étudiés pour l'étude de la puissance reçue sur une antenne et beaucoup moins pour le champ électrique mesuré par une sonde. Le test quasi-systématiquement utilisé est celui de Kolmogorov Smirnov utilisant le critère de Massey. Les recherches menées par Mr Christophe Lemoine ont montré que ce critère n'était pas indiqué dans le cas d'une distribution empirique dont les paramètres sont inconnus et doivent donc être préalablement estimés. Il faut donc préférer au critère de Massey le critère de Stephens ou encore utiliser le test d'Anderson-Darling. Ces tests de puissance statistique supérieure ont donc pour effet d'être moins tolérant. Des tests d'ajustement selon ces méthodes ont été conduits et confirment le rejet de la loi de Rayleigh, tout en soulignant que le test suivant KS-Massey est susceptible de mener à une interprétation contraire. La suite logique de ce travail consiste alors à rechercher une nouvelle loi candidate susceptible de mieux représenter le processus aléatoire réellement observé en chambre réverbérante. Le choix s'est porté sur une loi de Weibull. Il s'agit d'une loi plus générale à deux paramètres dont les lois de Rayleigh et exponentielle constituent des cas particuliers. La densité de probabilité d'une loi de Weibull est donnée par

$$f(x) = abx^{b-1}e^{-ax^b} \quad (3.101)$$

où a est le paramètre d'échelle relié à la moyenne de la distribution, et b est le paramètre de forme relié à l'écart-type de la distribution. Les paramètres a et b sont estimés à partir de la méthode du maximum de vraisemblance appliquée à la réalisation expérimentale de la variable aléatoire, en l'occurrence l'amplitude de la composante rectangulaire du champ électrique. La figure 3.23 montre que le taux de rejet de cette loi est très largement inférieur, que ce soit par un test KS (Kolmogorov Smirnov) ou AD (Anderson Darling), à celui observé pour une loi de Rayleigh, particulièrement pour la partie basse du spectre. L'analyse a été réalisée sur la bande 200 MHz à 1100 MHz avec un pas de 100 MHz. Pour chacune de ces (11) fréquences on fait apparaître, figure 3.23, quatre colonnes dont la hauteur est proportionnelle au taux de rejet calculé. Que le test soit de type KS ou AD, le taux de rejet de Weibull est nettement inférieur au taux de rejet de la loi de Rayleigh. Cette constatation est particulièrement nette jusqu'à 600 MHz, fréquence située bien au-delà du seuil de fonctionnement admis pour une chambre de cette taille (8,7m x 3,7m x 2,9m). Enfin, la figure 3.24 démontre de quelle manière la loi de Weibull rend compte de façon nettement plus satisfaisante de l'évaluation du rapport écart-type / moyenne. Un autre résultat remarquable de cette analyse porte sur l'évolution des paramètres a et b de la loi de Weibull en fonction de la fréquence d'analyse. Cette observation est effectuée sur les valeurs de champ

¹²La sonde de champ utilisée est du type triaxiale (Holaday HI 6005)

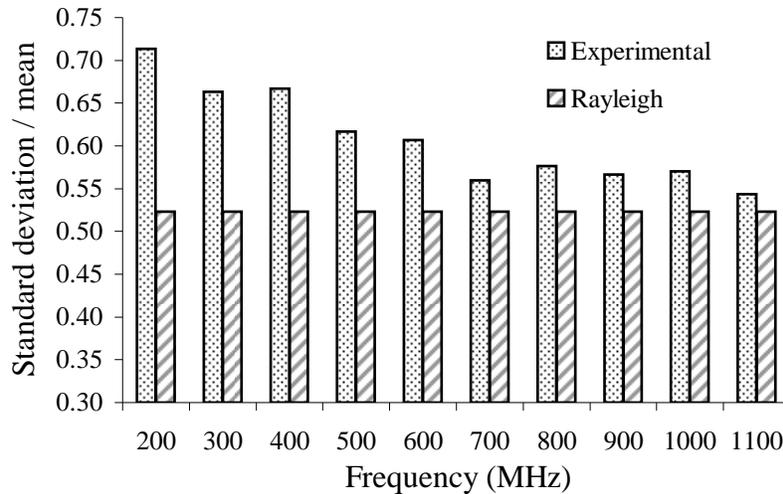


FIG. 3.22 – Rapport écart-type/moyenne pour une composante de champ. Estimation empirique comparée à la loi de Rayleigh. Estimations effectuées sur des séries de 150 échantillons indépendants.

électrique mesurées avec la sonde de champ suivant les axes O_x , O_y et O_z prédéfinis de la chambre. On élève ensuite ces valeurs au carré avant de réaliser un test d'ajustement à une loi de Weibull dont les paramètres a et b sont préalablement estimés à partir des mesures suivant la méthode du maximum de vraisemblance. Le test d'ajustement est effectué en se référant au critère de KS-Stephens. En théorie, une composante rectangulaire de champ devrait suivre une loi exponentielle pour laquelle $a=b=1$. La figure 3.25 montre en fait que la loi de Weibull s'ajuste de façon variable en fonction de la fréquence. Les paramètres a et b suivent une évolution quasi-monotone en fréquence pour tendre en plus haute fréquence vers une loi de Rayleigh. La loi de Weibull se présente donc comme un support plus adapté à l'appréhension des modifications de comportement de la chambre réverbérante, en fonction notamment de la bande de fréquence d'utilisation.

L'interprétation actuelle de ces résultats est la suivante. Le modèle de Hill n'est pas fondamentalement remis en cause, en revanche il est basé sur une vision très idéalisée d'une chambre réverbérante. La mesure de champ électrique est une mesure locale qui peut révéler les imperfections de la chambre par opposition à la mesure de puissance sur une antenne qui intègre le champ sur une aire plus importante. Ces travaux font notamment l'objet des publications suivantes [71, 72].

Étude de la corrélation L'analyse statistique préalablement présentée est très utile dans la perspective d'appréhender les incertitudes statistiques de la mesure. Elle est également utile dans le cadre de la détermination de l'indépendance des échantillons prélevés lors de la rotation du brasseur de modes. Ce dernier aspect est également très lié à la question de l'incertitude. En fait, l'étude de la corrélation présente les enjeux suivants. D'une part, connaître le nombre d'échantillons indépendants dont on dispose grâce à l'action d'un brasseur permettrait de limiter la collection d'échantillons et donc le temps de mesure au strict nécessaire. D'autre part la connaissance de ce nombre, en vertu du théorème central limite, donne un accès direct à l'incertitude statistique de mesure.

Jusqu'à présent, l'analyse de la corrélation est effectuée au moyen du calcul de la fonction d'autocorrélation du premier ordre définie par

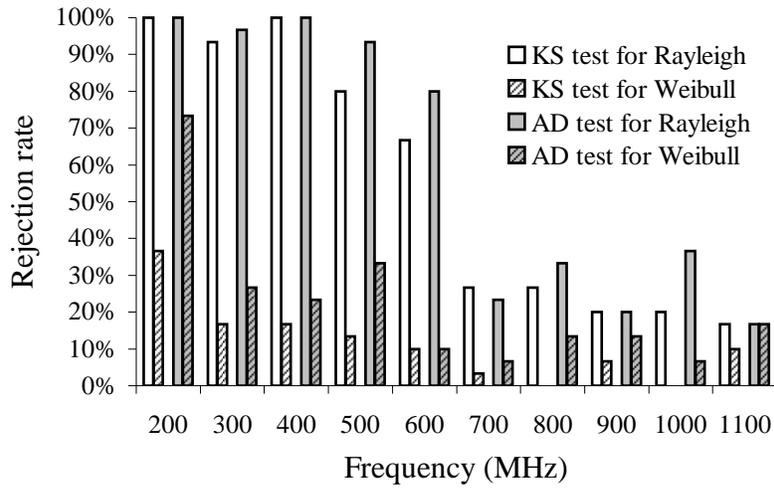


FIG. 3.23 – Taux de rejets des test pour Rayleigh et Weibull suivant KS-Stephens et AD pour une composante de champ électrique mesurée par une sonde

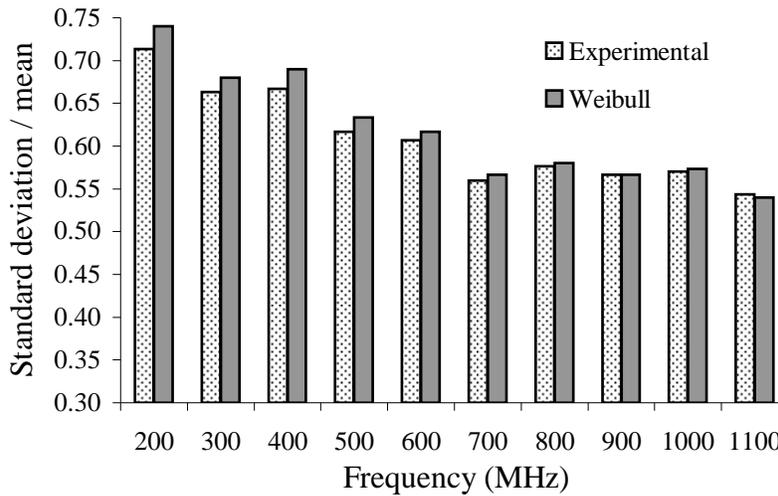


FIG. 3.24 – Rapport écart-type/moyenne pour une composante de champ. Estimation empirique comparée à la loi de Rayleigh

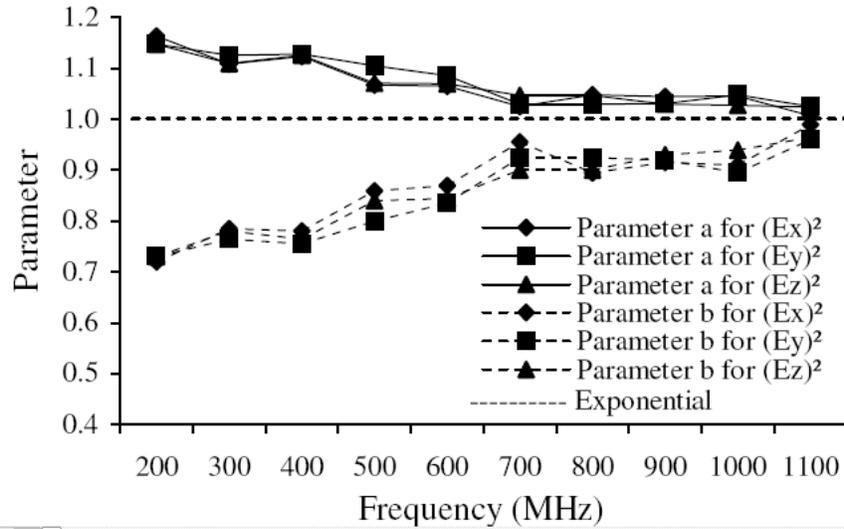


FIG. 3.25 – Paramètres de la loi de Weibull pour les composantes rectangulaires du champ électrique. Test sur 3×10 séries de 150 données.

$$\rho = \frac{Cov(Y_1, Y_2)}{\sqrt{Var(Y_1)}\sqrt{Var(Y_2)}} \quad (3.102)$$

Où $Y_1 = [y_1, y_2, \dots, y_{N-1}, y_N]$ est la série des N échantillons collectés au cours de la rotation du brasseur.

et $Y_2 = [y_2, y_3, \dots, y_N, y_1]$ est la même série décalée cycliquement d'un ordre.

La fonction d'autocorrélation prend la valeur 1 en cas d'échantillons totalement corrélés, et 0 s'ils sont totalement indépendants.

C'est à partir de l'évaluation de cette fonction d'autocorrélation que l'hypothèse d'indépendance des échantillons est formulée ou au contraire rejetée. Cependant, les méthodes actuelles d'évaluation du nombre d'échantillons indépendants restent relativement rustiques. Les normes actuelles retiennent un seuil de corrélation égal à 0,37 en dessous duquel les N échantillons collectés sont considérés comme indépendants, et ce quel que soit ce nombre N . Cependant la fonction d'autocorrélation du premier ordre est elle-même une fonction aléatoire dont la distribution dépend très sensiblement de N . Ainsi qu'il est constaté dans [73], le seuil de 0,37 ne peut être retenu que si $N=30$ (respectivement 50) avec un niveau de signification de 5% (respectivement 1%). Cependant pour $N=450$, cela correspondrait à une probabilité de non corrélation de 10^{-16} . En d'autres termes, ce seuil de 0,37 est totalement irréaliste, car très nettement surévalué, pour décider de l'indépendance d'une telle série. Dans ce même article, le test statistique proposé s'appuie sur la probabilité que le coefficient d'autocorrélation du premier ordre théorique ρ soit nul lorsque le coefficient estimé à partir de N échantillons est égal à ρ_{est} . Au contraire dans [74], on estime à partir de la valeur ρ_{est} la valeur limite supérieure que pourrait atteindre ρ , pour un quantile prédéterminé. Ces deux approches sont utiles car elles permettent d'évaluer des hypothèses complémentaires quant au degré d'indépendance d'une série de N échantillons. Mais elles ne permettent pas d'établir une quantification précise de cette indépendance. D'autres approches ont également été proposées [75, 76, 77]

mais toujours par référence au seuil très discutable de 0,37.

Dans le cadre des travaux de thèse menés par Mr Christophe Lemoine, nous avons focalisé notre attention sur les procédures de mesure de ρ_{est} . En particulier, en se plaçant dans l'hypothèse de N échantillons de corrélation au premier ordre ρ , nous avons recherché un intervalle raisonnable autour de cette valeur théorique telle que la probabilité de trouver ρ_{est} dans cet intervalle soit forte. On montre en particulier qu'une série de N=1500 échantillons (en cumulant éventuellement des essais en plusieurs positions spatiales) permet de retenir l'hypothèse de non corrélation $\rho = 0$ avec un niveau de confiance suffisant si l'évaluation de 3.102 donne un résultat tel que $|\rho| < 0,1$. Pour des coefficients de corrélation non nuls cet encadrement tend à devenir encore meilleur pour le même nombre d'échantillons. Cette estimation a été réalisée à partir de l'étude de la densité de probabilité théorique de la fonction d'autocorrélation du premier ordre. En clair, nous pouvons en déduire un principe simple en terme d'évaluation statistique en chambre réverbérante, aspect déjà essentiel pour les résultats obtenus à propos des lois support de distribution du champ ou de la puissance : il faut privilégier une approche permettant de collecter un nombre suffisamment important d'échantillons quel que soit le degré de corrélation.

Dans le cas où l'hypothèse est rejetée ($|\rho| > 0,1$), l'enjeu principal de cette recherche est d'extraire le nombre effectif de mesures indépendantes. En effet, connaissant une série de mesures, même assez fortement corrélée, nous cherchons une méthode permettant de déterminer le nombre effectif d'échantillons indépendants.

En ayant recours à un modèle autorégressif, il est possible d'étendre l'application du théorème central limite au cas d'une série présentant des échantillons corrélés. Pour la série initiale $Y = [y_1, y_2, \dots, y_t, \dots, y_{N-1}, y_N]$ le modèle autorégressif à l'ordre k formule une relation de dépendance entre l'événement y_t et les k événements directement précédents sous la forme :

$$y_t = \Phi_{k1}y_{t-1} + \Phi_{k2}y_{t-2} + \dots + \Phi_{kk}y_{t-k} + \varepsilon_t \quad (3.103)$$

où les coefficients Φ sont les coefficients de pondération du modèle autorégressif et ε_t le résidu de l'autorégression aussi appelé innovation dont la caractéristique essentielle est d'être totalement indépendant des événements précédents ou à venir (processus indépendant et identiquement distribué). Plus particulièrement à l'ordre 1, nous avons :

$$y_t = \Phi_{11}y_{t-1} + \varepsilon_t = \rho y_{t-1} + \varepsilon_t \quad (3.104)$$

En pratique, en ce qui concerne l'application aux chambres réverbérantes, nous avons pu démontrer qu'un modèle d'ordre 1 est suffisant lorsque ρ_{est} est inférieur à 0,55 environ.

Nous cherchons à établir l'équivalence entre une série $L = [l_1, l_2, \dots, l_t, \dots, l_{N-1}, l_{N'}]$ de N' échantillons indépendants ayant la même loi support de distribution. Cette équivalence se traduit par l'égalité recherchée :

$$\frac{\sigma_{\mu_l}}{\mu_l} = \frac{\sigma_{\mu_y}}{\mu_y} \quad (3.105)$$

où μ_y est la moyenne empirique de la série Y (corrélée), et σ_{μ_y} l'écart-type de la moyenne empirique de la série Y de N événements, μ_l est l'espérance de la loi support (par exemple une loi Weibull pour une mesure de champ sur une sonde ou une loi exponentielle pour une mesure de puissance sur une antenne, comme illustré au paragraphe 3.4.2.5). σ_{μ_l} est l'écart-type associé à l'estimation de la moyenne μ_l lorsque celui-ci est estimé à partir de N' échantillons indépendants.

Selon le théorème central limite directement applicable aux échantillons de la série L, on a la propriété suivante :

$$\sigma_{\mu_l} = \frac{\sigma_l}{\sqrt{N'}} \quad (3.106)$$

où σ_l est l'écart-type de la loi support de la série L.

Dans le cas d'un modèle autorégressif du premier ordre (qui s'applique typiquement pour $|\rho| \leq 0,55$), on montre alors après quelques développements [78] que la taille effective de l'échantillon collecté N' est reliée à N par la relation :

$$N' = N \frac{1 - \rho}{1 + \rho} \left(\frac{\sigma_l}{\mu_l} \right)^2 \left(\frac{\widehat{\mu}_y}{\widehat{\sigma}_y} \right)^2 \quad (3.107)$$

$\widehat{\mu}_y$ est l'estimateur de la moyenne de la série Y sur N échantillons, et $\widehat{\sigma}_y$ est l'estimateur de l'écart-type de cette même série.

L'expression de N' a également été établie par M. Christophe Lemoine dans le cadre d'un modèle autorégressif du deuxième ordre dans le cas où ρ_{est} excède 0,55 :

$$N' = N \frac{(1 - \Phi_{21} - \Phi_{22})^2}{(1 - \Phi_{22})^2 - \Phi_{21}^2} \left(\frac{\sigma_l}{\mu_l} \right)^2 \left(\frac{\widehat{\mu}_y}{\widehat{\sigma}_y} \right)^2 \quad (3.108)$$

Les expériences de validation de ce nouveau concept de taille effective de l'échantillon ont été menées de la façon suivante. Nous avons entrepris une campagne de mesure consistant à prélever $N=300$ échantillons de puissance dans la chambre réverbérante correspondant à 300 positions du brasseur mécanique ($\Delta\theta = 1,2^\circ$) dans la chambre réverbérante entre 500 MHz et 1300 MHz par pas de 100 MHz. L'évaluation de la taille effective de l'échantillon N' donne après calcul de 3.102, d'éventuels coefficients de régression du second ordre et on déduit alors de 3.107 ou 3.108 le nombre effectif d'échantillons indépendants N' . Le résultat de cette expérience est présenté à la figure 3.26. Il traduit évidemment une tendance générale : l'efficacité du brasseur augmente en fréquence. Il est cependant possible que cette évolution ne soit pas monotone et dépende de la densité de modes réelle dans la chambre autour de la fréquence considérée.

Dès lors on peut formuler l'hypothèse suivante : en supposant que la densité d'échantillons indépendants soit approximativement uniforme sur un tour de brasseur, alors le coefficient d'auto-corrélation calculé pour N' positions angulaires régulières sur un tour de brasseur devrait conduire au constat d'indépendance des N' mesures ainsi collectées. Cette expérience a été notamment menée pour les fréquences de 500, 700 et 1000 MHz. Le tableau 3.1 récapitule les résultats observés. On montre par exemple pour $f=500$ MHz que le coefficient de corrélation pour $N=300$ est $\rho = 0,58$. Le nombre effectif d'observations indépendantes a été estimé à $N'=104$. Une nouvelle série de mesure est effectuée avec un pas angulaire de $3,45^\circ$. On observe un coefficient de corrélation ramené à 0,08. Par conséquent on peut raisonnablement émettre l'hypothèse que ces échantillons sont indépendants. La même analyse pourrait être livrée en ce qui concerne les deux autres fréquences du tableau.

Ces résultats sont particulièrement utiles car ils répondent à des points d'interrogation très importants de la communauté CRBM. La démarche proposée offre la possibilité de réduire le temps d'essai d'un rapport N'/N dans le cas où une corrélation même relativement faible est observée. Par ailleurs, il est également particulièrement intéressant d'observer à travers cette méthode, l'évolution

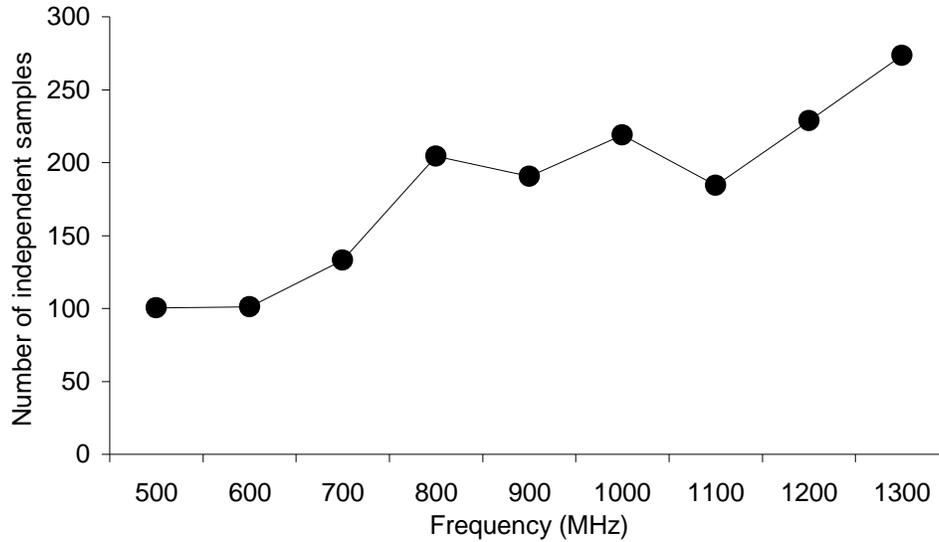


FIG. 3.26 – Evaluation du nombre effectif d’observations indépendantes N'

f (MHz)	Experimental ρ with the angular step $\Delta\theta = 1.2^\circ$	Number N'_{MS} of independent samples available with stirrer over 360°	Angular step $\Delta\theta'$ ($^\circ$) corresponding with N'_{MS}	Experimental ρ with $\Delta\theta'$ related to N'_{MS}
500	0.58	104	3.45	0.08
700	0.41	133	2.70	0.11
1000	0.21	219	1.64	0.11

TAB. 3.1 – Evolution du coefficient de corrélation pour une rotation de brasseur de modes avec N puis N' échantillons prélevés à pas angulaire régulier

de la taille effective de l’observation N' lorsque la chambre est chargée par des objets volumineux. Ces résultats sont également en cours de publication et notamment dans [79, 80].

Les travaux se poursuivent actuellement dans plusieurs directions. Le concept de taille effective d’échantillon est actuellement en cours d’approfondissement. Cette notion, validée dans le cadre d’un brassage mécanique, a également mise en application dans le cadre d’un brassage par modification de la fréquence. Les résultats observés sont similaires. Nous nous orientons désormais vers une démonstration empirique de cette notion en cherchant à établir le lien réel entre la dimension effective d’une série de mesure (quel que soit le protocole d’acquisition) et l’incertitude de mesure réellement observée. L’arsenal statistique mis au point nous semble être un atout important pour traiter également de la modification de l’environnement électromagnétique des chambres pour des applications ayant notamment trait à la simulation de canaux de propagation spécifiques. L’extension à l’étude des chambres réverbérantes en régime basse fréquence peut également faire l’objet d’analyses intéressantes.

3.4.3 AXE 5 Modélisation électromagnétique pour la CEM : Nouveaux développements des approches topologiques pour l'analyse a priori des risques pour la compatibilité électromagnétique des systèmes câblés.

Les architectures câblées constituent encore aujourd'hui un véritable défi pour les concepteurs (constructeurs aéronautiques ou automobiles par exemple) : la superposition de contraintes industrielles diverses alliée à la nécessité de prévoir sans que l'information soit vraiment disponible, rend la tâche de modélisation délicate. La topologie électromagnétique a introduit des techniques spécifiques pour pallier certaines difficultés. La dimension des réseaux rend toutefois difficile une approche systématique, autorisant une analyse globale de l'ensemble des câblages. Des outils permettant de restreindre la quantité de données et de calculs, d'introduire des analyses de sensibilité partielles peuvent donc être utiles.

L'intérêt pour les calculs approchés de niveaux d'interférences sur réseaux de câbles est donc resté constant depuis plusieurs dizaines d'années, tant le problème est complexe et les pistes à explorer nombreuses. Nous avons donc poursuivi à partir de 2002, les approches que nous avons menées jusqu'en 1997 à Lille. Nous nous sommes intéressés en particulier à la description topologique des interférences sur réseaux de conducteurs. En général, cette description s'effectue sous la forme d'un diagramme d'interaction topologique constitué de tubes (lignes de transmission couplées) et de jonctions d'interconnexion. Le calcul des courants et tensions s'effectue donc en résolvant l'équation BLT (eq. 3.4, voir la description en section 3.2.1). Aucune approximation supplémentaire n'est effectuée, et l'ensemble des couplages est systématiquement calculé. Lorsque l'architecture est complexe, il est particulièrement difficile de décrire l'ensemble des données nécessaires au calcul. L'approche que nous avons développée consiste à extraire du diagramme initial d'interaction de la topologie électromagnétique différents graphes de fluence permettant de hiérarchiser les interactions électromagnétiques, et de là, estimer le niveau d'interférences à partir de quelques chemins prépondérants d'interaction. Nous avons nommé ce graphe additionnel, le graphe d'ordre de couplage (GOC).

Pour illustrer notre propos nous présentons à la figure 3.27, un diagramme topologique régissant les interactions entre 5 conducteurs. Il s'interprète de la manière suivante : le tube topologique délimité par les jonctions 1 et 9 est constitué d'un ensemble de 4 conducteurs couplés (1,2,3,4) formant une ligne de transmission. Le tube délimité par les jonctions 9 et 8 est constitué d'une ligne de transmission à un seul conducteur (le n°4). Et ainsi de suite...Un tel réseau, de modeste dimension, peut être aisément décrit et calculé selon la démarche présentée en section 3.2.1.1 de ce rapport. Cela requiert notamment une connaissance a priori relativement fiable des paramètres primaires gouvernant les couplages pour les différents tubes du réseau. La résolution de l'équation B.L.T. permet d'accéder à la détermination de l'ensemble des courants et tensions développés sur le réseau en présence d'une source de perturbation. Il est intéressant de noter que le courant développé en un point particulier du réseau est la résultante de mécanismes éventuellement complexes de couplages sur tout le réseau. Le calcul intègre par conséquent les interactions faibles et fortes sur tout ce réseau. On suppose que le réseau topologique constitué est probablement déjà le résultat d'une démarche approximative ayant entraîné la non prise en compte d'interactions particulièrement faibles. Il est cependant utile de rechercher de nouvelles approximations permettant de déterminer plus rapidement un ordre de grandeur acceptable du niveau de perturbation pour le concepteur CEM.

A ce stade, il peut être intéressant de faire le rapprochement avec l'approximation de bon blin-

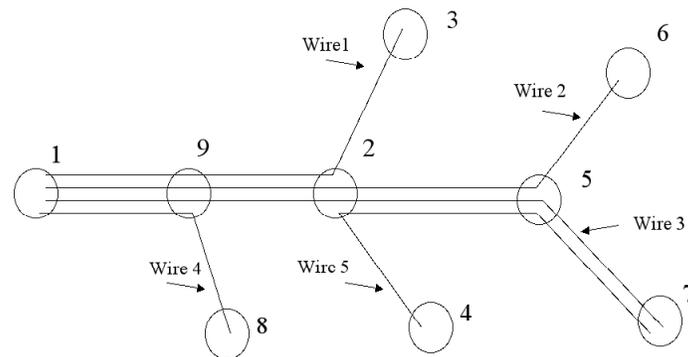


FIG. 3.27 – Exemple de diagramme d’interaction topologique décrivant un système de lignes de transmission interconnectées

dage associée au calcul d’interactions électromagnétiques associé aux volumes. Cette approximation de bon blindage, introduite en section 3.2.1.1 de ce document, permet d’introduire une simplification substantielle du calcul, dès lors que le problème posé consiste à calculer l’effet d’une source de perturbation sur le niveau d’interférence en un lieu précis de la structure. L’approximation de bon blindage est estimée au regard de la topologie respective de la source et du point de calcul dans le graphe topologique.

C’est une démarche analogue que nous avons cherchée à appliquer au contexte du calcul d’interférences sur réseaux de câbles. Pour ce faire, nous avons introduit le graphe d’ordre de couplage (GOC), dont l’observation a pour but la hiérarchisation des couplages. Le graphe d’ordre de couplage se construit directement à partir du diagramme topologique initial. Le diagramme topologique classique de la figure 3.27 fait directement apparaître les conducteurs constituant les tubes du réseau, eux mêmes numérotés en vue d’établir le GOC correspondant. Pour établir ce graphe supplémentaire, on suppose en outre que le calcul d’interaction se borne à étudier l’influence d’une source locale. A titre d’exemple nous supposons que la source est couplée directement au conducteur 3. Les trois règles de construction du GOC sont les suivantes :

1. Chaque noeud du GOC représente un fil conducteur, au sens où il s’agit d’une liaison entre deux impédances terminales. Pour apparaître effectivement comme un noeud du graphe, ce fil conducteur doit être électriquement disjoint des autres fils conducteurs environnants¹³.
2. Il existe une branche du graphe entre deux noeuds si et seulement si les deux conducteurs correspondants sont couplés au sein d’une même ligne de transmission.
3. Le graphe est construit en suivant les règles 1 et 2 en partant du conducteur (ou de l’ensemble des conducteurs) sur lequel est attaché la source.

¹³Dans le cas d’une liaison bifilaire, les deux conducteurs de la liaison sont associés à un même noeud.

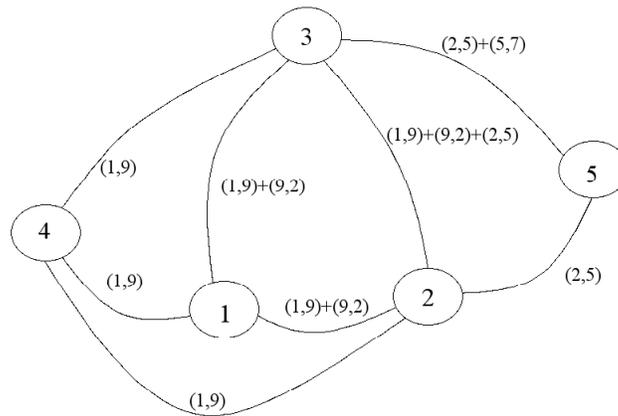


FIG. 3.28 – Graphe d’ordre de couplage décrivant les interactions entre les conducteurs physiques du diagramme de la figure 3.27

Le GOC correspondant à l’application de ces règles et construit à partir du digramme topologique de référence, en prenant comme hypothèse de travail l’existence d’une source sur le conducteur 3 est représenté à la figure 3.28. Dans ce graphe, les couples de chiffres entre parenthèses font référence aux numéros de jonctions du diagramme topologique de la figure 3.27. Ainsi, le conducteur 3 et le conducteur 1 sont couplés au sein de la même ligne de transmission sur les tubes (1,9) et (9,2) et ainsi de suite pour l’ensemble des branches du graphes. A titre d’exemple, on peut vérifier que les conducteurs n°2 et n°4 ne sont couplés dans une ligne de transmission que sur la longueur du tube délimité par les jonctions 1 et 9.

Dans ce qui suit, nous exploitons ce graphe afin de calculer le niveau d’interférence au niveau du conducteur 4. En recherchant l’ensemble des arbres possibles reliant les noeuds 3 et 4 on identifie l’ensemble des chemins de couplages reliant les deux conducteurs. Se restreindre à la recherche d’arbres dans le graphe exclue de facto la contre réaction du conducteur victime, ce qui naturellement constitue une autre approximation. Le tableau 3.2 résume ces données. La deuxième colonne de ce tableau dénombre le nombre de branches du chemin correspondant. Ce nombre correspond au nombre de couplages se produisant par ce chemin. Intuitivement, on peut penser que les chemins présentant un nombre de branches plus important ne devrait pas contribuer de façon significative au résultat final. Le conducteur 5 n’apparaît par exemple que dans le cas de couplages d’ordre 3. On pourrait en déduire, que la simulation du couplage entre les conducteurs 1 et 3 ne requiert pas la prise en compte du conducteur 5, ce qui représente une première possible approximation de calcul. Pour passer de ce constat qualitatif à une évaluation plus précise, il est nécessaire de quantifier les niveaux d’énergie potentiels le long de chacun de ces chemins pour en définitive les négliger ou non dans ce calcul d’interaction.

Une possible abstraction du couplage entre un conducteur perturbateur et une victime peut être réalisée de la manière suivante. La dissipation de l’énergie introduite par la source de perturbation s’effectue principalement dans les charges d’extrémité du fil conducteur sur lequel est couplé cette

TAB. 3.2 – Chemins de couplage entre les conducteurs 3 et 4 du graphe d'ordre de couplage de la figure 3.28

Nom du chemin	Nombre de couplage(s)	Description dans le GOC
1	1	3 → 4
2A	2	3 → 1 → 4
2B	2	3 → 2 → 4
3A	3	3 → 2 → 1 → 4
3B	3	3 → 1 → 2 → 4
3C	3	3 → 5 → 2 → 4
4	4	3 → 5 → 2 → 1 → 4

source. On néglige dans ce cas les pertes de propagation de la source. Le transfert d'énergie sur le fil conducteur peut être représenté par une jonction topologique parfaite qui assure la transmission d'énergie le long du conducteur. Cette jonction virtuelle, relie par exemple le port 1', qui porte la source de perturbation au port 1. En l'absence de tout couplage avec un autre conducteur $S_{1,1'} = 1$, où S est le paramètre de répartition topologique (dans notre cas un simple scalaire) défini par (on pourra se reporter utilement à la section 3.2.1.1) :

$$V_1 - Z_{c1}I_1 = S_{1,1'}(V_{1'} + Z_{c1}I_{1'}) \quad (3.109)$$

avec

$$V_1 + Z_{c1}I_1 = 0 \quad (3.110)$$

Z_{c1} est l'impédance caractéristique du conducteur. On peut vérifier aisément que la propriété $S_{1,1'} = 1$ est conservée quelle que soit la valeur de cette impédance caractéristique. Dans le cas où ce conducteur n'est plus isolé et vient à former une ligne de transmission avec un autre conducteur voisin, nous nous trouvons alors schématiquement dans la configuration de la figure 3.29. Cette fois, une fraction de l'énergie sera dissipée dans le conducteur 2. Cette fraction est évidemment liée à la nature du couplage au sein de la ligne de transmission et aux impédances de charge du conducteur 2. La jonction virtuelle de la figure 3.29 fait apparaître une impédance de charge Z en extrémité interne à la jonction du conducteur 2. Dans cette configuration, on calcule aisément le coefficient de répartition topologique $S_{2,1'}$ tel que :

$$S_{2,1'} = \frac{-ZZ_{c21} - Z_{c21}(Z + Z_{c22}) + Z_{c22}Z_{c21}}{Z_{c12}^2 - (Z_{c11} + Z_{c1'1'})(Z + Z_{c22})} \quad (3.111)$$

La valeur limite supérieure du transfert d'énergie est trouvée lorsque Z tend vers l'infini ¹⁴ :

$$S_{2,1'} = \frac{-2Z_{c21}}{Z_{c11} + Z_{c1'1'}} \quad (3.112)$$

¹⁴Dans le cadre de l'étude d'une contre réaction de 2 vers 1, il faut élever cette équation au carré pour définir la limite supérieure de la répartition d'énergie

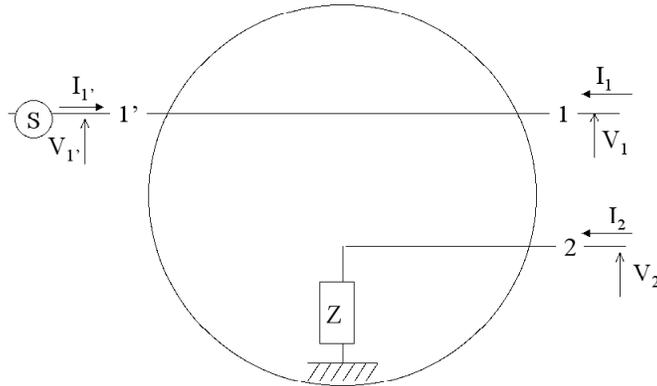


FIG. 3.29 – Jonction virtuelle de couplage entre un conducteur perturbateur (1) et un conducteur à proximité (2)

L'analyse d'un chemin de propagation sur le GOC peut être réalisée via l'estimation pour chacun des noeuds de la valeur limite supérieure selon l'expression 3.112. Ainsi, le transfert d'énergie S1 pour le chemin 1 du tableau 3.2 est limité par :

$$S1 \leq |S_{43}| \tag{3.113}$$

Où S_{43} est évalué selon 3.112. De la même manière pour le chemin 4, on évalue une valeur limite S4 :

$$S4 \leq |S_{53}| |S_{25}| |S_{12}| |S_{41}| \tag{3.114}$$

L'évaluation des autres chemins de propagation peut être effectuée en suivant une démarche identique. Cette quantification nécessite une connaissance au moins approximative des coefficients des matrices impédances caractéristiques des différentes lignes de transmission du réseau. Pour illustrer la méthode proposée, nous présentons une application numérique basée sur l'exemple de la figure 3.27. Les conducteurs (nus) sont tous situés à une hauteur $h=1$ cm au dessus d'un plan de masse et possèdent tous un diamètre $d=2$ mm. La distance qui sépare deux conducteurs voisins sur cette figure est de 5 mm. Les matrices impédances caractéristiques de ces différentes lignes de transmission peuvent donc être évaluées analytiquement. Les longueurs de tubes et les charges résistives d'extrémité utilisées pour le calcul sont données respectivement dans les tableaux 3.3 et 3.4.

Les valeurs limites de répartition d'énergie pour chaque chemin analysé sont données dans le tableau 3.5. De ce tableau, on peut dégager d'emblée plusieurs tendances. D'une part, il ressort que le chemin 1 est probablement le plus prépondérant dans l'appréciation du couplage. D'autre part et a contrario les chemins d'ordre élevé 3A, 3B, 3C et a fortiori 4 ne représentent pas une forte contribution. En fait, les 2 chemins les plus prépondérants, du point de vue de la valeur limite de répartition d'énergie semblent être les chemins 1 et 2B. Une estimation approximative du calcul de

TAB. 3.3 – Longueurs des tubes de la figure 3.27 utilisées pour l'application numérique présentée

Tube	Longueur (m)
(1,9)	1,5
(2,9)	2,5
(8,9)	2,7
(2,4)	3,5
(2,3)	5,2
(2,5)	1,3
(5,6)	2,7
(5,7)	1,8

TAB. 3.4 – Impédances d'extrémité utilisées pour l'application numérique

Conducteur	Jonction d'extrémité	Impédance réelle en Ohm
1	1	10
1	3	1
2	1	0,1
2	6	1000
3	1	1000
3	7	0,01
4	1	10
4	8	1
5	4	10
5	7	10

TAB. 3.5 – Valeurs limites de répartition d'énergie (paramètres S topologiques) associés aux différents chemins du tableau 3.2

Chemin	Valeur limite de répartition d'énergie
1	0,47
2A	0,046
2B	0,13
3A	0,038
3B	0,034
3C	0,034
4	0,01

l'interférence à partir de ces deux seuls chemins est donc possible. Pour cela, il suffit de reconstruire un réseau topologique à partir du réseau initial de la figure 3.27, cette fois simplifié, en omettant les conducteurs 1 et 5 dans la description du réseau. La figure 3.30 représente le courant calculé à l'extrémité (jonction 8) du conducteur 4 obtenu à partir de ce réseau simplifié en fonction de la fréquence en comparaison directe avec la référence obtenue en le calculant à partir du réseau initial. Dans ce cas, cette comparaison ne nécessite pas de commentaires. On pourrait également montrer que le seul chemin 1 donne une réponse assez satisfaisante. Naturellement, en la matière, il est important également de se donner des critères de satisfaction en cohérence avec le but recherché.

De plus amples détails et illustrations de cette approche sont proposés dans différentes publications [81, 82, 83, 84, 85, 86].

Il nous semble que cette approche pourrait être utilement combinée à l'évaluation des couplages en plus haute fréquence, par exemple en utilisant une approche plus généralisée du concept de ligne de transmission. Dans cette perspective, une approche plus statistique que déterministe pourrait s'avérer pertinente pour réduire la complexité inhérente à la description des couplages au sein de systèmes complexes.

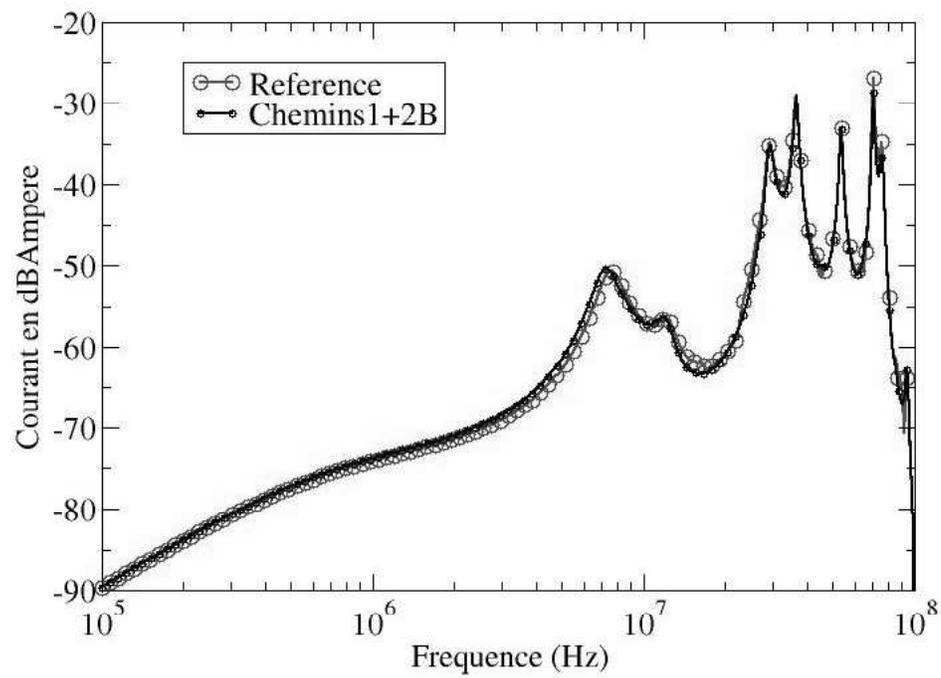


FIG. 3.30 – Courant à l'extrémité du conducteur 4 (jonction 8) par une approche classique (référence) et par l'approche du GOC (Chemins 1+2B)

Chapitre 4

Perspectives

L'exercice auquel nous nous livrons dans ce chapitre est périlleux et indispensable à la fois. Il est naturellement périlleux car limité. Comme toute prospective, il est préférable de la lire maintenant qu'à la lumière de ce qui se sera réellement passé. Cependant, il est indispensable de proposer un projet général qui nous permette de fixer un cap. C'est en visant ce cap que nous tenterons d'articuler nos projets de recherche. Dans ce projet général, je distinguerai deux éléments importants. Le premier élément rassemble notre perspective d'axes de recherche proprement dite. Le second élément est la politique ou l'organisation à mettre en oeuvre pour faciliter le développement de cette perspective. Ce second volet constitue en deux mots le volet des moyens nécessaires au développement des activités de recherche. En d'autres termes, nous commençons par la question de la fin avant de terminer par les moyens.

4.1 Axes et stratégies de recherches

Dans toute prospective scientifique, il existe des facteurs de continuité et des facteurs de rupture. L'observation à distance (en champ lointain) montre que les facteurs de continuité sont prépondérants. Un socle de compétences et de connaissances consolidées permet de relever des défis de plus en plus complexes, de s'attaquer à de nouvelles applications. La valeur n'attend pas le nombre des années mais le spécialiste reconnu d'un domaine se reconnaît souvent à l'expérience acquise à force d'années passées à développer sa compétence et ses qualités de chercheur sur un sujet qu'il maîtrise parfaitement. A y regarder de beaucoup plus près (en champ proche cette fois), on constatera naturellement des ruptures : on s'attaque à la même catégorie de problèmes mais avec des méthodes inédites ou en débouchant sur des applications inédites. Il s'agit en somme de ruptures dans la continuité. Il est vrai qu'une véritable rupture de thématique de recherche pourrait s'apparenter à une tentative de suicide. Les processus d'évaluation des carrières sont en effet assez peu propices aux changements brutaux qui s'accompagnent d'une période vierge de résultats scientifiques, et les chercheurs sont rarement invités à se poser des questions sur le sujet.

Mon avenir n'échappera pas, me semble-t-il, à la quasi-règle qui précède. Spécialisé en CEM depuis mes débuts c'est donc mon champ disciplinaire d'élection pour quelque temps encore. Je tâcherai donc comme je l'ai déjà fait par le passé d'introduire de nouvelles cordes à mon arc dans cette discipline si vaste. Je tenterai également de poursuivre le développement de mes activités dans des registres disciplinaires connexes tels que les antennes et les systèmes radio-fréquences associés.

Les perspectives que j'entrevois sur tous ces sujets, ma motivation à entreprendre sur un segment de recherches déjà très large me font penser que les cinq prochaines années seront donc consacrées à ces différents sujets.

A ce propos, je trouve le modèle autorégressif très parlant. Tout comme le modèle autorégressif (voir l'équation 3.103 en section 3.4.2.5) nous maintiendrons une certaine dépendance entre les événements à venir et le passé mais nous tenterons de conserver le résidu, c'est-à-dire l'innovation, à un niveau acceptable. Quel sera l'ordre du modèle ?

A plus long terme, l'engagement dans un nouveau projet sera sans doute souhaitable. J'en dirai quelques mots.

4.1.1 Axes de recherche à 5 ans (2007-2012)

4.1.1.1 Poursuite des recherches en compatibilité électromagnétique

Comme il m'a déjà été donné l'occasion de l'écrire, le bon équilibre d'une recherche en compatibilité électromagnétique repose à la fois sur l'établissement des modèles de calcul permettant de quantifier les couplages électromagnétiques à différentes échelles d'un système et sur la mise en évidence expérimentale de ces mêmes phénomènes. C'est tout à la fois la mise au point de techniques d'analyse calculatoire et de techniques expérimentales nouvelles que nous poursuivons depuis notre arrivée à l'IETR et que nous poursuivrons encore dans les années qui viennent.

La modélisation des couplages au sein de systèmes complexes La modélisation des couplages s'inscrit inévitablement dans une perspective à très long terme en CEM. L'évolution des architectures et technologies électroniques, de l'environnement électromagnétique conduiront les chercheurs à trouver de nouvelles solutions d'évaluation des couplages. L'enjeu majeur dans cette discipline est celui de la conception et plus particulièrement de l'optimisation de la compatibilité électromagnétique. C'est un point essentiel notamment pour les industries intégratrices, c'est-à-dire en tout point responsables de la maîtrise d'oeuvre d'un produit industriel complexe. Les secteurs de l'aéronautique de l'automobile du ferroviaire ou encore des télécommunications sont naturellement concernés au premier chef. Plus précisément, le défi relevé est lié à la mise en oeuvre d'une stratégie de calcul prédictif permettant d'optimiser cette conception en termes de coûts, délais et dispositifs de protection pour parvenir à l'homologation du système. C'est un défi particulièrement difficile à relever puisque les résultats de telles évaluations prédictives permettant de fixer les choix d'architecture sont attendus au plus tôt en phase de développement, alors que les données disponibles pour ces calculs sont en partie inconnues. Décider de la pertinence d'une solution câblée suppose que l'on simule cette solution et éventuellement un grand nombre de solutions sans pour autant connaître les charges d'extrémité de ces câbles. Le défi que nous souhaitons relever dans le futur est précisément celui qui consiste à évaluer le risque de dépassement d'un gabarit fixé, pour un ensemble de paramètres déterminés et indéterminés d'un système. Le recours à différentes approches est envisageable et notamment, bien entendu, le recours aux approches topologiques en poursuivant les travaux déjà engagés. Nous envisageons également d'étudier dans ce contexte l'apport de techniques ayant pour objectif l'établissement du bilan de puissance (power balance, graphes de fluence...), les approches statistiques, la construction de modèles spécifiques... Une démarche spécifique est actuellement en cours dans le cadre de la thèse de Serge Tapigüé entreprise depuis le début de l'année en 2007, dans le cadre d'une convention CIFRE avec la société PSA

Peugeot-Citroën. En complément de cette thèse initiée dans un cadre industriel, je souhaite mettre en place une future thèse dont l'objectif serait la recherche de nouveaux concepts de calcul en matière d'analyse de risques d'incompatibilité.

Les chambres réverbérantes à brassage de modes Le contexte des chambres réverbérantes en compatibilité électromagnétique est tout à fait particulier. Nous avons eu l'occasion d'expliquer dans ce rapport ce qui fait l'intérêt de cette thématique de recherche dans la communauté CEM. Bien que le domaine de la chambre réverbérante électromagnétique soit déjà discuté depuis très longtemps, il y a encore beaucoup à comprendre sur ce sujet, et bien des applications à développer qui débordent largement le domaine de la CEM (voir à ce propos la section 4.1.1.2). Plusieurs aspects sont insuffisamment soulignés ou développés au sujet des chambres réverbérantes. Nous avons désormais à notre disposition l'ensemble des outils statistiques permettant de faire une analyse fine du comportement réel des chambres réverbérantes. Grâce à ces outils et d'autres encore à mettre au point, plusieurs sujets d'intérêt peuvent être traités. On citera notamment les points suivants :

1. L'analyse et l'optimisation du fonctionnement des chambres réverbérantes à brassage de modes en basse fréquence
2. L'apport du brassage en fréquence en sus ou en place d'un brassage mécanique ou plus généralement les méthodes de réduction de temps d'essais en chambre réverbérante (brassage continu...)

Le registre des applications chambres réverbérantes pourrait également être largement supérieur à ce qu'il est aujourd'hui si certains verrous venaient à être surmontés. On connaît l'aptitude des chambres réverbérantes à mesurer la puissance totale rayonnée par un appareil en fonction de la fréquence. La puissance totale rayonnée est un paramètre dimensionnant en CEM, tout au moins pour les dispositifs ne présentant pas de directivité importante. Par contre, pour des équipements ou des systèmes excédants plusieurs longueurs d'onde, l'estimation de la directivité est primordiale. Un sujet de recherche tout à fait passionnant consiste en l'estimation de la directivité d'un objet situé en chambre réverbérante. C'est précisément le contraire de ce que permet de faire une chambre réverbérante en utilisation classique, et ce qui ne fait que rendre ce défi plus intéressant. Cette notion de directivité est naturellement primordiale également en essai de susceptibilité. C'est pourquoi nous pensons qu'il s'agit pour l'avenir d'un sujet important sur lequel seules quelques contributions existent. Outre cet aspect de directivité nous nous intéresserons également par la suite aux régimes d'essais en mode pulsé. Il s'agit dans ce contexte de comprendre les spécificités de fonctionnement d'une chambre réverbérante dans ce mode et d'en adapter l'éventuel fonctionnement. Ceci devrait nous amener également progressivement à l'étude des chambres réverbérantes dans le domaine temporel, ce qui est un autre de nos objectifs notamment dans le domaine de la mesure d'antennes.

Le champ proche électromagnétique Le champ proche électromagnétique est un autre domaine très riche et porteur d'applications pour la compatibilité électromagnétique. Les ramifications de ce domaine sont très vastes. Tout d'abord, le champ proche électromagnétique peut jouer un rôle important de diagnostic. La croissance de l'activité de recherche en témoigne, il devient un outil d'analyse important dans le cadre de la mesure de composants électroniques à forte intégration ou plus largement de cartes de circuits intégrés. Le champ proche électromagnétique peut également constituer en un moyen non invasif de détection de signaux, de contrôle non destructif ou même de détection précoce de cancers. Les applications sont donc fort variées.

Les propriétés du champ proche électromagnétique sont également riches d'enseignement, puisque sous certaines conditions, elles donnent accès à une représentation mathématique du champ. Dans un repère sphérique, si la mesure effectuée à une distance telle que le champ réactif soit négligeable, un relevé avec un pas d'échantillonnage uniforme sur la sphère suffit à calculer le champ en tout point de l'espace. Nous avons présenté dans ce rapport une technique innovante de représentation du champ par un ensemble de dipôles équivalents à la source d'origine. Les applications de cette technique, en l'état ou adaptée, devront être développées. Nous poursuivrons donc l'objectif qui consiste à mettre en oeuvre des techniques similaires pour développer des représentations comportementales équivalentes utiles en phase de simulation numérique. A titre d'exemple, une mesure champ proche de ce type pourrait être à la base d'une technique de raccordement au fameux essai d'émissivité rayonnée selon la CISPR 22 ou EN 55022 dont la mise en oeuvre est si lourde. Les autres situations d'applications visées concernent la compatibilité radioélectrique des systèmes radio embarqués sur un même porteur. La substitution de l'antenne par un modèle mathématique permettrait d'éviter le maillage de cette dernière, pour peu que l'on ait procédé à une mesure préalable. La recherche de modèles dont le comportement est satisfaisant en zone proche constituera un enjeu de recherche important. Les objectifs en la matière pourraient également nous rapprocher à plus long terme de thèmes de recherche visant à la reconstruction de sources de diffraction enfouies.

4.1.1.2 Projets de recherche en antennes et systèmes radio-fréquences.

Les thèmes de recherche concernant la chambre réverbérante et le champ proche nous ont d'ores et déjà amenés à l'extérieur du strict champ disciplinaire de la CEM. Ce mouvement devrait s'amplifier par la suite notamment en ce qui concerne le domaine des chambres réverbérantes. Depuis 5 ans environ, de nouveaux usages des chambres réverbérantes sont apparus. Cela concerne principalement le domaine de la mesure d'antennes ou de systèmes radio-fréquences. Les grandeurs mesurables sont notamment le rendement (efficacité) d'une antenne, le gain de diversité d'antennes dans des configurations multi-antennes (la chambre réverbérante émule un canal de propagation proche de Rayleigh et parfaitement contrôlé). Au niveau système, l'étude de la sensibilité d'un dispositif radio en réception est également réalisable. Comme en témoigne ce document, nous avons récemment apporté certaines contributions en la matière notamment sous l'angle de la recherche de l'incertitude de mesure, pour laquelle l'estimation du nombre d'échantillons indépendants est un pré-requis. Nous pensons aller beaucoup plus loin à court et moyen terme et ce dans deux directions qui suscitent un grand intérêt pour la communauté radio-fréquence :

1. La mesure d'antennes ultra large bande
2. La mesure de performances de communication de systèmes de radio-communications

La problématique de mesure d'antennes ultra large bande est déjà engagée dans le cadre de la thèse de Mr Gwenn Le Fur que je co-encadre avec Ala Sharaiha, maître de conférences HDR à l'IETR. Les systèmes de communication qui font appel à la transmission de signaux impulsionnels capables de transmettre à débit élevé sur des distances limitées tout en maintenant une faible densité spectrale commencent et continueront à s'imposer. Les grandeurs qui qualifient une antenne, tels le diagramme de rayonnement, le gain ou l'efficacité sont naturellement associées à des antennes accordées. Comment définir ces mêmes grandeurs et les mesurer afin de qualifier les performances de ces systèmes ? Dans ce contexte, nous proposons d'utiliser la chambre réverbérante en régime impulsionnel, ce qui nous amène assez naturellement à explorer les propriétés du retournement

temporel. Les premières approches se révèlent assez prometteuses et font actuellement l'objet de la préparation d'une première communication. Les techniques proposées nécessiteront cependant un travail intensif d'optimisation avant la mise au point de protocoles de mesure aboutis.

La seconde problématique a trait à une évolution forte et incontournable vécue par la communauté des concepteurs de systèmes antennaires. En quelques mots, la performance d'une antenne est de moins en moins significative de la performance réelle de cette antenne lorsqu'elle est intégrée dans son environnement opérationnel. La mesure d'une antenne intégrée est possible si toutefois l'antenne reste accessible en tant que port d'émission ou de réception. Pire encore, les performances des systèmes multiantennaires en émission ou réception rendent caduque la caractérisation classique d'antenne. En effet les systèmes multiantennaires exploitent les propriétés du canal de propagation réel et plus particulièrement la diversité spatiale d'amplitude ou de polarisation du champ. La validation opérationnelle de ces systèmes multiantennaires exige donc à l'heure actuelle un test grandeur nature coûteux et non reproductible. Nos travaux futurs devraient nous permettre d'envisager la création de canaux de propagation contrôlés notamment dans un environnement chambre réverbérante.

4.1.2 Stratégie de recherche à 5 ans (2007-2012)

4.1.2.1 Les ressources

Nous l'avons souligné dans ce qui précède, les orientations choisies à mon arrivée à l'IETR seront essentiellement poursuivies. Nous conserverons notre spécialité première la CEM et ambitionnons une recherche également tournée vers des applications antennes et systèmes de communication à partir des chambres réverbérantes et du champ proche.

Un projet de recherche de cette dimension suppose évidemment la mise en place de moyens importants. En premier lieu, la priorité absolue concerne le recrutement d'un personnel ingénieur dont la tâche essentielle sera la maintenance et le soutien des activités de recherches associées aux plateaux techniques. Le dynamisme, la capitalisation des connaissances et la pérennité des activités de recherche exige un étage intermédiaire entre doctorants et enseignant-chercheurs. Cet étage intermédiaire n'existe pas à l'heure actuelle pour nos activités et ceci est préjudiciable. Dans le cadre de l'évolution des politiques actuelles, il nous faudra probablement réfléchir très sérieusement à de nouveaux équilibres économiques qui nous permettront effectivement de mettre en place les ressources matérielles et surtout humaines pour mener à bien des projets de recherche ambitieux.

La seconde priorité concerne l'étoffement de l'équipe d'enseignants-chercheurs contribuant à cet axe de recherche. Le rythme avec lequel nous évoluerons à l'avenir ainsi que notre niveau de visibilité à l'échelle de nos partenaires académiques français et étrangers en dépend. La consolidation de nos axes de recherche passera par le recrutement d'un nouveau chercheur ou enseignant-chercheur en CEM.

Naturellement, les projets de recherche que nous avons exposés sont dépendants du recrutement de doctorants et donc de l'obtention de bourses de thèse. Sur ce plan, il nous faudra veiller aux équilibres. Jusqu'à présent, nous avons bénéficié de concours variés pour démarrer depuis 2002, 7 thèses de doctorat : 3 bourses ministérielles, 1 bourse régionale ainsi que 3 bourses CIFRE. Cela signifie que nous avons, je crois, préservé la possibilité de mener des recherches à caractère amont tout en traitant de sujets de recherche à vocation plus appliquée. Cet équilibre doit absolument être préservé par la suite. L'augmentation des moyens consacrés sur le plan national aux bourses

CIFRE, nous amène à anticiper une probable augmentation des sollicitations de nos partenaires industriels. Parallèlement, il ne faut probablement pas s'attendre à ce que le nombre de bourses ministérielles augmente. Par conséquent, les circuits de financement que nous solliciterons seront sans doute différents dans les années qui viennent. La politique actuelle du développement d'appels à projet devra donc être suivie attentivement.

4.1.2.2 Encadrement, animation et management de la recherche

L'obtention de l'HDR signifiera naturellement en ce qui me concerne, que j'assurerai officiellement la fonction de directeur de thèse pour les sujets de thèses que je serai amené à proposer. Ceci ne devrait pas significativement altérer mon mode de fonctionnement actuel et ne devrait donc constituer qu'une micro-rupture dans la continuité. Je pratiquerai également une politique similaire à celle de mes prédécesseurs en terme de co-encadrement (celle dont j'ai bénéficié) en associant mes collègues non HDR à mes projets de thèse ou réciproquement.

En ce qui concerne l'animation de la recherche, je vise à moyen terme mais progressivement une implication plus forte à l'international, tout en évitant une trop grande dispersion. La participation aux comités scientifiques de certains colloques internationaux est une possibilité tout comme une participation plus active au sein de la commission E de l'URSI. Le développement de collaborations internationales ciblées (c'est-à-dire peu nombreuses mais à haute valeur ajoutée scientifique) sera également recherché.

Parlons enfin du management de la recherche. On me pardonnera ma vision un peu trop directe et certainement trop peu diplomatique de la chose¹. Le management de la recherche est inexistant. Il est en fait étroitement lié à son propre management personnel éventuellement étendu à son entourage immédiat (le champ proche²), ce qui n'est déjà pas une mince affaire. Et c'est précisément la raison pour laquelle ce sujet est passionnant, car il y a tellement à faire collectivement. C'est un vrai sujet de recherche !

Plus sérieusement, à moins que l'on passe encore des années à brasser de l'air, la période qui s'ouvre semble propice à l'évolution des modes de management³. L'environnement de la recherche dans nos disciplines évolue de façon importante. Les laboratoires de recherche dans nos domaines technologiques seront-ils en mesure de répondre aux attentes tant en recherche amont, que dans le domaine de la valorisation et du transfert de technologies. Comment s'organiser individuellement et collectivement dans cet enchevêtrement de missions et d'institutions tout en préservant le temps nécessaire aux activités de recherche ?

A titre personnel, je souhaite encore me consacrer au micro-management de mes activités de recherche pour les prochaines années et resterai en position d'observateur et en phase de réflexion sur ce vaste sujet pour lequel je me sens plutôt tout petit.

4.1.3 Et après ?

Tentons de nous projeter au delà de l'horizon 2012 en supposant toutes choses égales par ailleurs. L'exercice est encore plus difficile que le précédent. Ce qui suit suppose a priori que la

¹La vie est trop courte pour ne pas livrer son opinion, même excessive, si celle-ci ne porte pas atteinte aux personnes.

²En adoptant de préférence un repère local dont l'origine O coïncide avec le nombril ! Naturellement, je ne prétends pas y échapper

³Encore une propriété intéressante des chambres réverbérantes : on y brasse de l'air et ça fait évoluer les modes

fonction que j'occuperai en 2012 est proche de celle que j'occupe actuellement, celle d'un chercheur dont les missions sont avant tout des missions de... recherche. Ce contexte ne serait-il pas dans ce cas favorable à une prise de risque conséquente. Envisager une orientation thématique nouvelle, une rupture avec une dose de continuité, pourrait constituer un projet enthousiasmant.

Permettez moi une hypothèse. 2012 correspondrait, en suivant le scénario le plus alarmiste, au croisement de la courbe de la demande et de l'offre de pétrole. Cette tension va entraîner une augmentation de prix conséquente aux conséquences quasi-immédiates. Les recherches consacrées aux nouveaux modes d'énergie et à la maîtrise d'énergie ont et auront un caractère prioritaire plus fort encore.

Que pouvons nous faire, dans notre champ disciplinaire, pour faire face à cet enjeu si important. Très peu de choses, certainement si précisément nous nous y maintenons. Certes, y compris à propos de la compatibilité électromagnétique, on finira bien d'ailleurs par créer des colloques du type "EMC and sustainable development" ou aboutir à des slogans du type "réduire les parasites c'est économiser l'énergie". A moins que l'on utilise ces rayonnements parasites et utiles pour alimenter des systèmes faible consommation. Dans l'optique d'une reconversion thématique, travailler plus directement sur de nouveaux concepts ou sur l'optimisation de procédés de génération d'énergie serait donc un défi intéressant. On a encore le droit de rêver.

Chapitre 5

Publications annexées

1. M. SERHIR, P. BESNIER, M. DRISSI "An accurate equivalent behavioral model of antenna radiation using a mode-matching technique based on spherical near-field measurements" IEEE transactions on antenna and propagation, à paraître.
2. C. LEMOINE P. BESNIER M. DRISSI "Advanced method for estimating the number of independant samples available with stirrer in reverberation chamber" Electronic Letters, vol. 43, n°16, August 2 2007, pp 861-862
3. C. LEMOINE P. BESNIER M. DRISSI "Investigation of reverberation chamber measurements through high power goodness of fit tests" IEEE transactions on electromagnetic compatibility, à paraître, Nov 2007
4. P. BESNIER "Electromagnetic Topology : An Additional Interaction Sequence Diagram for Transmission Line Networks Analysis" IEEE transactions on electromagnetic compatibility , vol. 48, n°4,Nov 2006, pp 685-692
5. P. BESNIER "Controlling measurement reproducibility and uncertainty in reverberation chambers" IEEE EMC symposium, pp 562-565, Chicago, 8-12 Août 2005
6. M HAMZAOUI, P. BESNIER, M. DRISSI "Black box representation of electronic equipments for EMI simulation : A physical approach" International Conference on Microelectronics, Tunis, Decembre 2004
7. P. BESNIER, M. DRISSI " Shielding effectiveness external evaluation concept for small enclosures "IEEE International symposium on Electromagnetic Compatibility , Istanbul, May 2003, CD record, 4pages

Chapitre 6

Hors sujet de réflexion

“Mais avec les hommes, si personne n’a jamais le sentiment d’agresser, c’est que tout est toujours dans la réciprocité. Et la moindre petite différence peut provoquer une montée aux extrêmes. L’agresseur a toujours déjà été agressé. Pourquoi les rapports de rivalité ne sont-ils jamais perçus comme symétriques ? Parce que les gens ont toujours l’impression que l’autre est le premier à attaquer, que ce n’est jamais eux qui ont commencé, alors que, d’une certaine manière, c’est toujours eux.”

René Girard, in “Achever Clausewitz”, Carnets nord, 2007

.....

“Les boucs émissaires ne guérissent, certes, ni les vraies épidémies, ni les sécheresses, ni les inondations. Mais la dimension principale de toute crise, je l’ai dit, c’est la façon dont elle affecte les rapports humains. Un processus de mauvaise réciprocité s’amorce qui se nourrit de lui-même et n’a pas besoin de causes extérieures pour se perpétuer. Tant que les causes extérieures persistent, une épidémie de peste par exemple, les boucs émissaires n’auront pas d’efficacité. Que ces causes cessent de jouer et le premier bouc émissaire venu mettra le point final à la crise en liquidant ses séquelles interpersonnelles par la projection de toute malfaisance sur la victime. Le bouc émissaire n’agit que sur les rapports humains détraqués par la crise mais il donnera également l’impression d’agir également sur les causes extérieures, les pestes, les sécheresses et autres calamités objectives”

René Girard, in “Le bouc émissaire”, Bernard Grasset 1982

.....

“Il n’y a rien ou presque, dans les comportements humains, qui ne soit appris, et tout apprentissage se ramène à l’imitation”

René Girard, in “Des choses cachées depuis la fondation du monde”, Bernard Grasset 1978

.....

“On dit fréquemment la violence irrationnelle. Elle ne manque pourtant pas de raisons ; elle sait même en trouver de fort bonnes, quand elle a envie de se déchaîner. Si bonnes, cependant, que soient ces raisons, elles ne méritent pas qu’on les prenne au sérieux. La violence elle-même va les oublier pour peu que l’objet initialement visé demeure hors de portée et continue à la narguer. La violence inassouvie cherche et finit toujours par trouver une victime de rechange. A la créature qui excitait sa fureur, elle en substitue soudain une autre qui n’a aucun titre particulier à s’attirer les foudres du violent, sinon qu’elle est vulnérable et qu’elle passe à sa portée.”

René Girard, in “La violence et le sacré”, Bernard Grasset, 1972

Table des figures

3.1	Exemple de décomposition topologique au niveau système et graphe d'interaction associé	30
3.2	Un élément générique de graphe d'interaction et notations associées	31
3.3	Ligne de transmission multiconducteur	33
3.4	Schéma générique d'une résolution d'un problème de calcul d'interférence dans le formalisme topologique	35
3.5	Le noeud condensé symétrique, cellule élémentaire pour la méthode TLM	40
3.6	Vue de l'ensemble de lancement Ariane V. On distingue en particulier la protection secondaire de la tour Cazes avec au premier plan un câble de connexion à une prise de terre (protection secondaire de la tour)	47
3.7	Schéma de principe des différents éléments de structure pouvant intervenir dans l'analyse de la protection foudre	48
3.8	Exemple de connecteur traité. Vue en coupe à partir de l'axe central (symétrie de révolution). Le diélectrique apparaît en hachuré fin(-/-/-/-/-/).	50
3.9	Section générique d'un tronçon uniforme issu du connecteur coaxial	51
3.10	Profil d'une ligne TGV 2x25 kV en coupe transversale (les graduations sont en mètre)	52
3.11	-a- Configuration typique de calcul. -b- Schéma électrique simplifié de modélisation -c- Synthèse du réseau topologique correspondant.	53
3.12	Exemple de boîtier de test pour validation de l'approche géométrique de détermination d'un modèle de rayonnement équivalent	58
3.13	Comparaison de la simulation directe sous HFSS avec le modèle équivalent lorsque -a-seule l'ouverture rectangulaire est excitée -b- les deux ouvertures rectangulaire et circulaire sont excitées	59
3.14	Structure générique de modélisation de rayonnement constituée de dipôles élémentaires colocalisés.	60
3.15	Application de la méthode générique à l'étude du rayonnement d'un circuit en double méandre	62
3.16	Un ensemble de dix dipôles polarisés suivant Ox situés sur un cercle de rayon $r_{min} = a = \lambda$	65
3.17	Puissance totale rayonnée cumulée fonction du degré N de développement en harmoniques sphériques	66
3.18	Etablissement d'un modèle de sources équivalentes à partir d'une quantification modale opérée sur une sphère de mesure de rayon plus important	70
3.19	Exemple d'une antenne dont on détermine les sources équivalentes de rayonnement	71

3.20	Comparaison du rayonnement réel de l'antenne (a) (b) avec celui produit par les sources équivalents (c)(d)	72
3.21	Exemple d'observation empirique de l'évolution de l'incertitude de mesure fonction du nombre d'échantillons indépendants)	82
3.22	Rapport écart-type/moyenne pour une composante de champ. Estimation empirique comparée à la loi de Rayleigh. Estimations effectuées sur des séries de 150 échantillons indépendants.	84
3.23	Taux de rejets des test pour Rayleigh et Weibull suivant KS-Stephens et AD pour une composante de champ électrique mesurée par une sonde	85
3.24	Rapport écart-type/moyenne pour une composante de champ. Estimation empirique comparée à la loi de Rayleigh	85
3.25	Paramètres de la loi de Weibull pour les composantes rectangulaires du champ électrique. Test sur 3x10 séries de 150 données.	86
3.26	Evaluation du nombre effectif d'observations indépendantes N'	89
3.27	Exemple de diagramme d'interaction topologique décrivant un système de lignes de transmission interconnectées	91
3.28	Graphe d'ordre de couplage décrivant les interactions entre les conducteurs physiques du diagramme de la figure 3.27	92
3.29	Jonction virtuelle de couplage entre un conducteur perturbateur (1) et un conducteur à proximité (2)	94
3.30	Courant à l'extrémité du conducteur 4 (jonction 8) par une approche classique (référence) et par l'approche du GOC (Chemins 1+2B)	97

Liste des tableaux

- 2.1 Liste des thèses encadrées 20
- 2.2 Taux d'encadrement personnel 21

- 3.1 Evolution du coefficient de corrélation pour une rotation de brasseur de modes avec N puis N' échantillons prélevés à pas angulaire régulier 89
- 3.2 Chemins de couplage entre les conducteurs 3 et 4 du graphe d'ordre de couplage de la figure3.28 93
- 3.3 Longueurs des tubes de la figure3.27 utilisées pour l'application numérique présentée 95
- 3.4 Impédances d'extrémité utilisées pour l'application numérique 95
- 3.5 Valeurs limites de répartition d'énergie (paramètres S topologiques) associés aux différents chemins du tableau3.2 96

Bibliographie

- [1] J.-P. Parmantier, *Approche topologique pour l'étude des couplages électromagnétiques*. PhD thesis, Université des sciences et technologies de Lille, décembre 1991.
- [2] P. Besnier and P. Degauque, "Problèmes liés à la détermination des paramètres de répartition de jonction en topologie électromagnétique," *Annales des télécommunications*, vol. 50, pp. 457–464, Mars 1995.
- [3] P. Besnier and P. Degauque, "Electromagnetic topology : Investigation of non uniform transmission line networks," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 37, pp. 227–233, November 2006.
- [4] C. Baum, "Electromagnetic topology : a formal approach to the analysis and design of complex electronic systems," *Interaction Notes*, September 1980.
- [5] C. Baum, "The theory of electromagnetic interference control," *Interaction Notes*, December 1989.
- [6] C. Baum, "On the analysis of general multiconductor transmission line networks analysis," *Interaction Notes*, November 1978.
- [7] J.-P. Parmantier, "Numerical coupling models for complex systems and results," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 46, pp. 359–367, Août 2004.
- [8] J. Vetri and G. Costache, "An electromagnetic interaction modelling advisor," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 33, pp. 241–251, August 1991.
- [9] J.-P. Parmantier, V. Gobin, F. Issac, I. Junqua, Y. Daudy, and J. Lagarde, "An application of the electromagnetic topology theory on the tes-bed aircraft, emptac," *Interaction Notes*, November 1993.
- [10] J.-P. Parmantier, V. Gobin, F. Issac, I. Junqua, Y. Daudy, J. Lagarde, and L. Paletta, "Ete iii : application of electromagnetic topology theory on emptac," *Interaction Notes*, May 1997.
- [11] L. Paletta, J.-P. Parmantier, F. Issac, P. Dumas, and J.-C. Alliot, "Susceptibility analysis of wiring in a complex system combining a 3-d solver and a transmission-line network simulation," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 44, pp. 309–317, May 2002.
- [12] P. Besnier and B. Demoulin, "Considérations quantitatives sur la recherche d'approximations pour le calcul des perturbations électromagnétiques sur réseaux de câbles," rapport de convention dga/ceg-ustl 40-95-003, Université des sciences et Technologies de Lille, Février 1996. 1er rapport d'avancement.
- [13] P. Besnier and B. Demoulin, "Considérations quantitatives sur la recherche d'approximations pour le calcul des perturbations électromagnétiques sur réseaux de câbles," rapport de convention dga/ceg-ustl 40-95-003, Université des sciences et Technologies de Lille, Juin 1996. 2d rapport d'avancement.

- [14] P. Besnier, L. Kone, and B. Demoulin, "Considerations quantitatives sur la recherche d'approximations pour le calcul des perturbations electromagnetiques sur reseaux de cables," rapport de convention dga/ceg-ustl 40-95-003, Universite des sciences et Technologies de Lille, Novembre 1996. Rapport final.
- [15] A. Agrawal and C. Baum, "Bounding of signal levels at terminations of a multiconductor transmission-line network," *Electromagnetics*, vol. 8, no. 24, 1988.
- [16] P. Besnier, B. Demoulin, and P. Degauque, "Finding bounding values for disturbances induced on multiconductor lines by an electromagnetic perturbation," in *Proceedings of the 11th EMC Zurich Symposium*, pp. 77–82, March 1995.
- [17] P. Wallet, *Approche topologique appliquee a la caracterisation des parametres physiques localises ou repartis qui influencent les couplages electromagnetiques dans les reseaux de lignes blindees*. PhD thesis, Universite des sciences et technologies de Lille, Novembre 1995.
- [18] C. Christopoulos, *The transmission line matrix method : TLM*. John Wiley and Sons, 1995.
- [19] P. Johns and R. Beurle, "Numerical solution of 2-dimensional scattering problems using a transmission line matrix," *Proceeding of IEE*, vol. 118, pp. 1203–1208, September 1971.
- [20] S. Akhtarzad and P. Johns, "Solution of 6 component electromagnetic field in three space dimensions and time by the tlm method," *Electronic letters*, vol. 10, pp. 309–311, December 1974.
- [21] P. Johns, "A symmetrical condensed node for the tlm method," *IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, pp. 370–377, April 1987.
- [22] R. Scaramuzza and A. Lowery, "Hybrid symmetrical condensed node for the tlm method," *Electronic letters*, vol. 26, pp. 1947–1949, december 1990.
- [23] P. Naylor and R. Desay, "New three dimensional symmetrical condensed lossy node for solution of electromagnetic wave problems by tlm," *Electronic letters*, vol. 26, pp. 492–494, March 1990.
- [24] J. Nielsen and W. Hofer, "Modeling of nonlinear elements in a three-dimensional condensed node tlm mesh," *International journal of microwave and millimeterwave computer -aided engineering*, vol. 3, pp. 61–66, January 1993.
- [25] J. Paul, C. Christopoulos, and D. Thomas, "Generalized material models in tlm :i. materials with frequency dependent properties," *IEEE transactions on antenna and propagation*, vol. 47, pp. 1528–1534, October 1999.
- [26] J. Paul, C. Christopoulos, and D. Thomas, "Generalized material models in tlm :ii. materials with anisotropic properties," *IEEE transactions on antenna and propagation*, vol. 47, pp. 1535–1542, October 1999.
- [27] J. Paul, Christopoulos, and D. Thomas, "Generalized material models in tlm :iii. materials with non linear properties," *IEEE transactions on antenna and propagation*, vol. 50, pp. 997–1004, July 2002.
- [28] A. Wlodarczyk, V. Trenkic, and R. S. C. Christopoulos, "A fully integrated multiconductor model for tlm," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 46, pp. 2431–2437, December 1998.

- [29] J. Paul, C. Christopoulos, D. Thomas, and X. Liu, "Time domain modeling of electromagnetic wave interaction with thin wires using tlm," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, pp. 447–455, August 2005.
- [30] J. Nielsen and W. Hofer, "A complete dispersion analysis of the condensed node tlm mesh," *IEEE transactions on magnetics*, vol. 27, pp. 3982–3985, September 1991.
- [31] P. Besnier, "Analyse modale d'une chambre reverberante a brasseur de modes a l'aide d'une simulation numerique de la propagation du champ electromagnetique," in *Proceedings du 8eme colloque international et exposition sur la compatibilite electromagnetique*, Septembre 1996.
- [32] J.-L. Boulay, J.-P. Parmantier, and J.-C. Alliot, "Methodology for electromagnetic susceptibility analysis of aerospace ground facilities," in *Proceedings of The international conference on Lightning ans Static electricity*, September 2001.
- [33] I. Stievano, I. Maio, and F. Canavero, "Parametric macromodels of digital i/o ports," *IEEE transactions on advanced packaging*, vol. 25, pp. 255–264, May 2002.
- [34] I. Stievano, I. Maio, and F. Canavero, "Behavioral models of i/o ports from measured transient waveforms," *IEEE transactions on instrumentation and measurements*, vol. 51, pp. 1266–1270, December 2002.
- [35] I. Stievano, I. Maio, and F. Canavero, "Macromodeling of differential drivers," *IET circuits, devices and sytems*, vol. 1, pp. 34–40, February 2007.
- [36] J.-L. Levant, M. Ramdani, R. Perdriau, and M. Drissi, "Emc assessment at chip and pcb level : Use of the icem model for jitter analysis in an integrated pll," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 49, pp. 182–191, February 2007.
- [37] M. Hamzaoui, *Developpement d'outils d'acquisition de modeles equivalents d'emissivite rayonnee et leur incorporation dans les logiciels de calcul de compatibilite electromagnetique*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquees de Rennes, Novembre 2006.
- [38] S. B. Dhia, M. Ramdani, and E. Sicard, *Electromagnetic compatibility of integrated circuits*. Springer, 2006.
- [39] Y. Gao and I. Wolff, "A new miniature magnetic field probe for measuring three-dimensional fields in planar high-frequency circuits," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 44, pp. 911–918, June 1996.
- [40] Y. Gao, Q. Ren, and I. Wolff, "Calibration of electric coaxial near-field probes and applications," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 46, pp. 694–702, November 1998.
- [41] K. Slattery, J. Neal, and W. Cui, "Near-field measurements of vlsi devices," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 41, pp. 374–384, November 1999.
- [42] J. Stratton, *Electromagnetic theory*. McGraw-Hill, 1941.
- [43] J. Hansen, *spherical near-field antenna measurements*. Peter Peregrinus, 1988.
- [44] O. Bucci and G. Franceschetti, "On the spatial bandwidth of scattered fields," *IEEE transactions on Antennas and propagation*, vol. 35, pp. 1445–1455, December 1987.
- [45] M. Mostafavi, J.-C. Bolomey, and D. Picard, "Far-field accuracy investigation using modulated scattering technique for fast near-field measurements," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 33, pp. 279–285, March 1985.

- [46] D. Serafin, J.-L. Lasserre, J.-C. Bolomey, G. C. an P. Garreau, F. Lucas, and F. Therond, "Spherical near-field facility for microwave coupling assesments in the 100 mhz-6 ghz frequency range," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 40, pp. 225–234, Aout 1998.
- [47] B. Fourestie, J.-C. Bolomey, T. Sarrebourg, Z. Altman, and J. Wiart, "Spherical near-field facility for characterizing random emissions," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 53, august 2005.
- [48] M. Serhir, P. Besnier, and M. Drissi, "A mode identification procedure for the determination of equivalent radiation sources from near-field measurements," in *Proceedings of The international conference on electromagnetic near-field imaging and characterization*, p. A paraitre, June 2007.
- [49] M. Serhir, P. Besnier, and M. Drissi, "An accurate equivalent behavioral model of antenna radiation using a mode-matchinf technique based on spherical near-field measurements," *IEEE transactions on antenna and propagation*, A paraitre.
- [50] P. Corona, G. Latmiral, E. Paolini, and L. Piccioli, "Use of a reverberating enclosure for measurements of radiated power in the microwave range," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 18, pp. 54–59, May 1976.
- [51] P. Corona, G. Latmiral, and E. Paolini, "Performance and analysis of a reverberating enclosure with variable geometry," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 22, pp. 2–5, February 1980.
- [52] M. Crawford and G. Koepke, "Design, evaluation and use of a reverberation chamber for performing electromagnetic susceptibility/vulnerability measurements," technical note 1092, National Bureau of Standards, April 1986.
- [53] M. Hatfield, "Shielding effectiveness measurements using mode-stirred chambers : a comparison of two approaches," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 30, pp. 229–238, August 1988.
- [54] K. Rosengren, P. Kildal, C. Carlsson, and J. Carlsson, "Characterization of antennas for mobiles and wireless terminals in reverberation chambers : improved accuracy by platform stirring," *Microwave and optical technoloy letters*, vol. 30, pp. 391–397, September 2001.
- [55] P. Kildal and C. Carlsson, "Detection of polarization imbalance in reverberation chambers and how to remove it by polarization stirring when measuring antenna efficiencies," *Microwave and optical technoloy letters*, vol. 34, pp. 145–149, July 2002.
- [56] P. Kildal, K. Rosengren, J. Byun, and J. Lee, "Definition of effective diversity gain and how to measure it in a reverberation chamber," *Microwave and optical technoloy letters*, vol. 34, pp. 56–59, July 2002.
- [57] U. Carlberg, P. Kildal, A. Wolfgang, O. Sotoudeh, and C. Orlenius, "Calculated and measured absorption cross sections of lossy objects in reverberation chamber," *IEEE transactions on electromagnetic compatibility*, vol. 46, pp. 146–154, May 2004.
- [58] M. Lienard and P. Degauque, "Simulation of dual array multipath channels using mode-stirred reverberation chambers," *Electronic letters*, vol. 40, pp. 578–580, May 2004.
- [59] C. Holloway, D. Hill, J. Ladbury, P. Wilson, G. Koepke, and J. Coder, "On the use of reverberation chambers to simulate a rician radio environment for the testing of wireless devices," *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 3167–3177, Novembre 2006.

- [60] N. Wellander, O. Lunden, and M. Backstrom, "Experimental investigation and mathematical modeling of design parameters for efficient stirrers in mode-stirred reverberation chambers," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 49, pp. 94–103, February 2007.
- [61] M. Hatfield, W. Pluim, and W. Price, "investigation into in-situ shielding effectiveness testing of transport aircraft," in *Proceedings of IEEE int. symposium on electromagnetic compatibility, Boston*, pp. 414–418, August 2003.
- [62] O. Lunden and M. Backstrom, "How to avoid unstirred high frequency components in mode-stirred reverberation chambers," in *Proceedings of IEEE int. symposium on electromagnetic compatibility, Honolulu*, August 2007.
- [63] P. Corona, G. Ferrara, and M. Migliaccio, "A spectral approach for the determination of the reverberation chamber quality factor," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 40, pp. 145–153, May 1998.
- [64] D. A. Hill, "Plane wave integral representation for fields in reverberation chambers," vol. 40, pp. 209–217, Aug. 1998.
- [65] C. Holloway, D. Hill, J. Ladbury, G. Koepke, and R. Garzia, "Shielding effectiveness measurements of materials using nested reverberation chambers," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 45, pp. 350–356, May 2003.
- [66] P. Besnier, A. Couduy, and M. Klingler, "Brevet francais (cnrs/psa peugeot citroen) 05 06 227," 2005.
- [67] D. A. Hill and J. M. Ladbury, "Spatial-correlation functions of fields and energy density in a reverberation chamber," vol. 44, pp. 95–101, Feb. 2002.
- [68] P. Besnier, "Uncertainty assessment of radiation efficiency measurements in reverberation chambers," in *Proceedings of the 11th International Symposium on Antenna Technology and Applies ElectroMagnetics*, pp. 226–227, June 2005.
- [69] P. Besnier, "Controlling measurement reproducibility and uncertainty in reverberation chambers," in *Proceeding of the IEEE international symposium on EMC*, pp. 562–565, August 2005.
- [70] G. Kostas and B. Boeverie, "Statistical model for a mode-stirred chamber," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 33, pp. 366–370, November 1991.
- [71] C. Lemoine, P. Besnier, and M. Drissi, "Effect of the size of the antenna on measurements distribution in reverberation chamber," in *Proceedings of The 18th EMC Zurich symposium*, p. A paraitre, September 2007.
- [72] C. Lemoine, P. Besnier, and M. Drissi, "Investigation of reverberation chamber measurements through high power goodness of fit tests," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility, accepte pour publication*, vol. 49, November 2007.
- [73] O. Lunden and M. Backstrom, "Stirrer efficiency in foa reverberation chambers. evaluation of autocorrelation coefficients for fields in mode-stirred chambers," in *Proceedings of IEEE int. symposium on electromagnetic compatibility, Washington DC*, pp. 11–16, August 2000.
- [74] H. Kraunthausser, T. Winterling, J. Nitsch, N. Eulig, and A. Enders, "Statistical interpretation of autocorrelation coefficients for fields in mode-stirred chambers," in *Proceedings of IEEE int. symposium on electromagnetic compatibility, Chicago*, pp. 550–555, August 2005.

- [75] P. Hallbjorner, "A model for the number of independent samples in reverberation chambers," *Microwave and optical technology letters*, vol. 43, pp. 25–28, April 2002.
- [76] K. Madsen, P. Hallbjorner, and C. Orlienius, "Models for the number of independent samples in reverberation chamber measurements with mechanical, frequency and combined stirring," *IEEE Antenna Wireless Propagation Letters*, vol. 3, pp. 48–51, 2004.
- [77] P. Hallbjorner, "Estimating the number of independent samples in reverberation chamber from sample differences," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 48, pp. 354–358, May 2006.
- [78] C. Lemoine, P. Besnier, and M. Drissi, "Using autoregressive models to estimate the number of independent samples available with stirrer rotation in reverberation chamber," in *Proceedings of The 18th EMC Zurich symposium*, p. A paraitre, September 2007.
- [79] C. Lemoine, P. Besnier, and M. Drissi, "Advanced method for estimating number of independent samples with stirrer in reverberation chamber," *Electronic Letters*, vol. 43, pp. 861–862, August 2007.
- [80] C. Lemoine, P. Besnier, and M. Drissi, "Estimating the effective sample size to select independent measurements in a reverberation chamber," *IEEE transactions on electromagnetic compatibility, accepte sous reserve de modifications mineures*.
- [81] P. Besnier, "Le graphe d'ordre de couplage comme outil de decomposition topologique associe au calcul des interaction electromagnetiques sur faisceaux de cables arborescents," in *Actes du 12eme colloque international et exposition sur la compatibilite electromagnetique, CEM04, Toulouse*, pp. 116–119, Mars 2004.
- [82] P. Besnier, "Electromagnetic interference among cables and interconnections : approximations through hierarchical graph (invited)," in *EMC 04 Sendai symposium*, pp. 501–504, June 2004.
- [83] P. Besnier, "Topological breakdown at wiring level : calculations through graphs," in *EMC Europe symposium, Eindhoven*, p. CD records, Sept 2004.
- [84] P. Besnier, "Using an additional interaction sequence diagram to perform approximate modelling of electromagnetic interferences among complex wirings(invited)," in *XXVIIIth URSI General Assembly, New Delhi*, p. 4 pages (CD Records), Nov 2005.
- [85] P. Besnier, "Le graphe d'ordre de couplage pour l'etude des systemes cables : fondements theoriques et applications," in *Actes du 13eme colloque international et exposition sur la compatibilite electromagnetique, CEM06, St Malo*, pp. 202–204, Avril 2006.
- [86] P. Besnier, "Electromagnetic topology : An additional interaction sequence network analysis," *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 48, pp. 685–692, November 2006.

An Accurate Equivalent Behavioral Model of Antenna Radiation using a Mode-Matching Technique based on Spherical Near Field Measurements

Mohammed Serhir, Philippe Besnier *Member, IEEE*, and M'hamed Drissi, *Senior Member, IEEE*

Abstract—A new and simple method for modeling an antenna under test (AUT) from spherical near-field (NF) measurements is presented. This method utilizes NF data to determine an equivalent behavioral model composed of magnetic and electric dipoles placed over a fictitious sphere S_f , surrounding the AUT. A spherical wave expansion (SWE) of the measured NF is developed to derive a linear relation between the transmission coefficients of the AUT and the transmission coefficients of each dipole. Dipole transmission coefficients are determined using the translational and rotational addition theorems. Finally, a least square method is employed to compute the excitation of each current source. Once the equivalent model is obtained, it can be used to study the behavior of the original AUT in different environments. Computations with electromagnetic simulation data illustrate the accuracy of the proposed method and the reliability of the derived model.

Index Terms—Antenna modeling, spherical wave expansion, near field, mode matching method, translational and rotational addition theorems

I. INTRODUCTION

NEAR field or far field antenna measurements require expensive investments and are often performed in anechoic chambers. These measurements enable to determine the intrinsic radiation pattern of the AUT.

Moreover, the modeling of the electromagnetic interactions with the environment is of a great interest in the analysis and design of complex radiating structures.

The modeling of an antenna in its operating environment is still a challenge using conventional numerical techniques (Finite Elements Method, Finite Difference Time Domain, or Method of Moments). In this paper, a hybrid approach is adopted and proposed. The AUT is separately measured, which allows achieving an equivalent behavioral model of the AUT. This should match accurately the AUT radiation. Thereafter this equivalent model is incorporated into an EM

algorithm to assess the performances of the AUT in different environments. We intend to define a simple and fast method to reach such a goal.

In the literature, many authors have proposed different strategies to determine current/charge distributions that radiate an electromagnetic field matching the AUT's one.

In [1]-[5] an electric field integral equation method (EFIE) relating the measured electric field to equivalent magnetic currents has been proposed. The EFIE is solved through the moment method with point matching. The equivalent currents are expressed as linear combinations of two-dimensional pulse basis functions, which under some conditions, can be approximated by Hertzian dipoles. This method has been mainly investigated for planar geometry, where the current sources are placed over a plane, and principally to perform near field to far field transformation.

In [6]-[8], authors have used Genetic Algorithm (GA) to substitute the AUT by a set of infinitesimal dipole sources distributed inside the volume enclosing the AUT, that radiate the same measured NF pattern. The choice of a set of dipole sources is justified by its implementation simplicity in any electromagnetic code. Moreover, the GA shows its ability to determine the type (electric or magnetic), the position, the orientation and the excitation of each dipole composing the model. The usefulness of this method was further enhanced with different applications and results. In this approach, where the number of equivalent dipoles is fixed beforehand, the computing time remains very expensive.

Concerning the near field measurement, the recent development of multi-probe NF systems [9] contributes to drastically reduce the measurements duration, enabling a real-time 3D complex characterization. In particular, spherical scanning is versatile since the radiation pattern is obtained all over a sphere, provided the Nyquist sampling criterion is respected [11]-[12]. Also, the knowledge of the complex tangential components of the EM field over a sphere, enables to analytically express the electromagnetic field with a limited set of weighted spherical vector wave functions.

In this paper, we propose a simple method to substitute an AUT by an equivalent behavioral model based on the spherical NF AUT measurement. We intend to rewrite the SWE of the radiated field by mean of infinitesimal dipoles.

Manuscript received January 21, 2007; revised June 15, 2007

The authors are with the Institute of Electronics and Telecommunications of Rennes (I.E.T.R.), I.N.S.A., 35043 Rennes Cedex, France (e-mail: mohammed.serhir@ens.insa-rennes.fr).

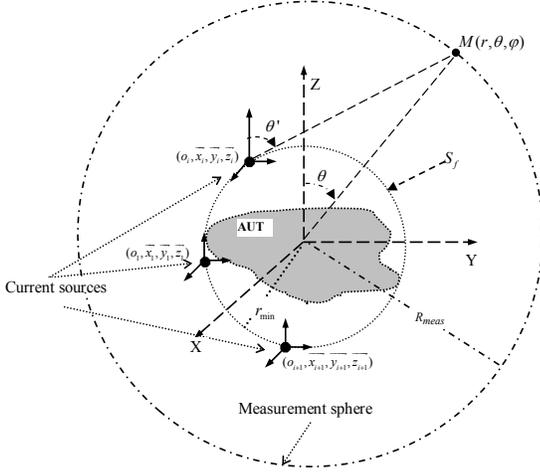


Fig.1. Measurement sphere of radius r_{meas} , AUT minimum sphere and current sources configuration

The advantages of this method are:

- The number of equivalent current sources depends only on the AUT's minimum sphere radius, as opposed to other methods suggested in the literature.
- The proposed method is direct, does not use any AUT's a priori information and is able to model rapidly any kind of 3D complex geometry (embedded antennas, fractal antennas...).
- The equivalent current sources are systematically fixed over the minimum sphere circumscribing the AUT, and are characterized from a spherical NF measurement.
- Once the current sources are characterized, the electric field can be calculated at any distance using the free space green's function.
- The proposed method is of a great interest to figure out the image theory when the AUT is in the vicinity of infinite perfect electric conductor (PEC) or perfect magnetic conductor (PMC).

This paper is organized as follows. In section II, following a brief review of the spherical wave expansion formulation, the complete procedure of the method is described and the mathematical details are provided. Section III presents the application process and some validation results. The limits and the accuracy of the method are also pointed out. The paper ends with a discussion and concluding remarks summarizing the potential of the proposed method. All theoretical results are expressed in the S.I. rationalized system with $e^{-j\omega t}$ time dependence.

II. FORMULATION

We intend to model the AUT by series of L_{source} current sources. These sources are placed over a fictitious surface, reproducing the electromagnetic behavior of the physical antenna, from the knowledge of the complex NF over a measurement sphere of radius r_{meas} (Fig. 1). Each of the L_{source}

current sources is composed of 6 orthogonal infinitesimal dipoles: 3 infinitesimal orthogonal electric dipoles, and 3 infinitesimal orthogonal magnetic dipoles.

Our objective is to define the AUT equivalent current sources from its transmission coefficients. To do so, we detail the SWE of the field transmitted from infinitesimal electric and magnetic dipoles, to figure out the compactness of the modal representation of the fields radiated by a punctual structure.

A. Spherical wave expansion

In source free region and outside the minimum sphere of radius r_{min} circumscribing the AUT (Fig. 1), the SWE of the radiated electric field \vec{E}_{AUT} , in spherical coordinates, is expressed in terms of truncated series of spherical vector wave functions [12] as

$$\vec{E}_{AUT}(\vec{r}) = \frac{k}{\sqrt{\eta}} \sum_{s=1}^2 \sum_{n=1}^{N_r} \sum_{m=-n}^{m=n} Q_{smn} \vec{F}_{smn}^{(s)}(\vec{r}), \quad (1)$$

with

$$N_r = \lceil kr_{min} \rceil + 10. \quad (2)$$

Where k is the wave number, $\eta = \sqrt{\epsilon/\mu}$ the intrinsic admittance of the medium, Q_{smn} the spherical wave coefficients (transmission coefficients), and $\vec{F}_{smn}^{(s)}(\vec{r})$ the power-normalized spherical vector wave functions.

The truncation number N_r depends mainly on the antenna dimensions and the operating frequency [12]-[13]. Introducing an index j such that

$$j = 2\{n(n+1) + m - 1\} + s, \quad (3)$$

equation (1) may be written in the following compact form

$$\vec{E}_{AUT}(\vec{r}) = \sum_{j=1}^{J_{max}} Q_j \vec{F}_j^{(3)}(\vec{r}), \quad (4)$$

where $J_{max} = 2(N_r(N_r + 2))$. (5)

In [14]-[15], Q_j are calculated using the orthogonal properties of spherical vector wave functions $\vec{F}_j^{(3)}(\vec{r})$. Nevertheless, other methods have been investigated to determine the transmission coefficients using matrix inversion [14] or iterative matrix method [13].

B. The SWE of the electric field radiated from infinitesimal electric and magnetic dipoles

In what follows, the subscript ' i ' denotes the i^{th} current source placed at the position $o_i(r_i, \theta_i, \phi_i)$ (Fig. 1). The superscripts ' e ' and ' m ' stand for the electric and magnetic dipole, respectively and ' x ', ' y ', ' z ' denote x, y, z polarized dipoles, respectively.

We also attach a local coordinate system $(o_i, \vec{x}_i, \vec{y}_i, \vec{z}_i)$ $1 \leq i \leq L_{source}$ to each current source where the origin $o_i(r_i, \theta_i, \phi_i)$ coincides with the position of the i^{th} source.

The spherical vector wave functions family $\{\bar{F}_j(r, \theta, \varphi), j=1..6\}$ is sufficient to describe the electric field radiated by infinitesimal dipoles located at the origin of the coordinate system.

In fact, the fields $\bar{E}_i^{e,z}$ ($\bar{E}_i^{m,z}$) radiated by a infinitesimal z-directed electric (magnetic) dipole placed at the origin of $(o, \bar{x}_i, \bar{y}_i, \bar{z}_i)$ are expressed in the spherical coordinate system $\bar{r}(r, \theta, \varphi)$ associated with $(o, \bar{x}_i, \bar{y}_i, \bar{z}_i)$ by

$$\bar{E}_i^{e,z}(\bar{r}) = \frac{k}{\sqrt{\eta}} \alpha_i^{e,z} \bar{F}_4^{(3)}(\bar{r}), \text{ with } \alpha_i^{e,z} = -\frac{k}{\sqrt{6\eta\pi}} I_i^{e,z} dl, \quad (6)$$

and

$$\bar{E}_i^{m,z}(\bar{r}) = \frac{k}{\sqrt{\eta}} \alpha_i^{m,z} \bar{F}_3^{(3)}(\bar{r}), \text{ with } \alpha_i^{m,z} = -\frac{ik\sqrt{\eta}}{\sqrt{6\pi}} I_i^{m,z} dl. \quad (7)$$

The electric fields $\bar{E}_i^{e,x}$ ($\bar{E}_i^{m,x}$) radiated by a infinitesimal x-directed electric (magnetic) dipole placed at the origin of $(o, \bar{x}_i, \bar{y}_i, \bar{z}_i)$ are expressed by

$$\bar{E}_i^{e,x}(\bar{r}) = \frac{k}{\sqrt{\eta}} \frac{\sqrt{2}}{2} \alpha_i^{e,x} (\bar{F}_2^{(3)}(\bar{r}) - \bar{F}_6^{(3)}(\bar{r})), \text{ with } \alpha_i^{e,x} = -\frac{k}{\sqrt{6\eta\pi}} I_i^{e,x} dl, \quad (8)$$

and

$$\bar{E}_i^{m,x}(\bar{r}) = \frac{k}{\sqrt{\eta}} \frac{\sqrt{2}}{2} \alpha_i^{m,x} (\bar{F}_1^{(3)}(\bar{r}) - \bar{F}_5^{(3)}(\bar{r})), \text{ with } \alpha_i^{m,x} = -\frac{ik\sqrt{\eta}}{\sqrt{6\pi}} I_i^{m,x} dl. \quad (9)$$

The electric fields $\bar{E}_i^{e,y}$ ($\bar{E}_i^{m,y}$), radiated by a infinitesimal y-directed electric (magnetic) dipole placed at the origin of $(o, \bar{x}_i, \bar{y}_i, \bar{z}_i)$ are expressed by

$$\bar{E}_i^{e,y}(\bar{r}) = \frac{k}{\sqrt{\eta}} \frac{i\sqrt{2}}{2} \alpha_i^{e,y} (\bar{F}_2^{(3)}(\bar{r}) + \bar{F}_6^{(3)}(\bar{r})), \text{ with } \alpha_i^{e,y} = -\frac{k}{\sqrt{6\eta\pi}} I_i^{e,y} dl, \quad (10)$$

and

$$\bar{E}_i^{m,y}(\bar{r}) = \frac{k}{\sqrt{\eta}} \frac{i\sqrt{2}}{2} \alpha_i^{m,y} (\bar{F}_1^{(3)}(\bar{r}) + \bar{F}_5^{(3)}(\bar{r})), \text{ with } \alpha_i^{m,y} = -\frac{ik\sqrt{\eta}}{\sqrt{6\pi}} I_i^{m,y} dl. \quad (11)$$

The transmission coefficients $\alpha_i^{e,x}$, $\alpha_i^{e,y}$, $\alpha_i^{e,z}$, $\alpha_i^{m,x}$, $\alpha_i^{m,y}$, $\alpha_i^{m,z}$, are proportional to the dipole's length dl , to the electric and to the magnetic current excitation $I_i^{e,x}$, $I_i^{e,y}$, $I_i^{e,z}$, $I_i^{m,x}$, $I_i^{m,y}$, $I_i^{m,z}$, respectively. Since we consider that a current source is the superposition of six co-localized infinitesimal dipoles, the resulting field is the sum of all individual electric vector fields expressed above.

Generally, the fields radiated by L_{source} current sources

$$\left\{ \bar{E}_{i^{th} source} = \bar{E}_i^{e,x} + \bar{E}_i^{e,y} + \bar{E}_i^{e,z} + \bar{E}_i^{m,x} + \bar{E}_i^{m,y} + \bar{E}_i^{m,z}, \quad \forall i \in \llbracket 1..L_{source} \rrbracket \right\}, \quad (12)$$

located at positions $o_i(r_i, \theta_i, \varphi_i)_{1 \leq i \leq L_{source}}$, are characterized by the row vector $[S_i]$ such that

$$\left\{ [S_i] = [\alpha_i^{e,x}, \alpha_i^{e,y}, \alpha_i^{e,z}, \alpha_i^{m,x}, \alpha_i^{m,y}, \alpha_i^{m,z}], \quad \forall i \in \llbracket 1..L_{source} \rrbracket \right\}. \quad (13)$$

C. Spatial distribution of the equivalent current sources

The equivalent current sources are regularly distributed over the minimum sphere of radius r_{min} surrounding the AUT. The angular distance between the sources is defined by $\Delta\theta = \pi / N_{max}$, and $\Delta\varphi_p = \Delta\theta / \sin(\theta_p)$ where $N_{max} = \lceil kr_{min} \rceil$ and the square brackets indicates the largest integer smaller than or equal to kr_{min} . The sources angular distribution is defined by the set of pairs (θ_p, φ_q)

$$(\theta_p, \varphi_q) \in \left\{ \begin{array}{l} \theta = 0, \theta = \pi \text{ and } \forall \varphi \in [0, 2\pi] \\ \theta_p \in]0, \pi[, \theta_p = p\pi / N_{max}, \forall p=1, 2, 3, \dots, N_{max} - 1 \\ \varphi_q \in [0, 2\pi[, \varphi_q = q\pi / (N_{max} \sin(\theta_p)), \forall q=1, 2, 3, \dots \end{array} \right\}.$$

D. Mode matching method

L_{source} current sources are distributed over the minimum sphere as shown in Fig. 1. Translational and rotational addition theorems [12][15][16] are used to express the SWE of the field transmitted from each of the L_{source} structures in the global coordinate system $(o, \bar{x}, \bar{y}, \bar{z})$, where the origin $o(0,0,0)$ coincides with the center of the measurement sphere.

The field radiated by the i^{th} current source placed at $o_i(r_i, \theta_i, \varphi_i)$, which is characterized by the row vector $[S_i]$, can be written in the global coordinate system $(o, \bar{x}, \bar{y}, \bar{z})$ as

$$\bar{E}_{i^{th} source}(\bar{r}) = \frac{k}{\sqrt{\eta}} \sum_{j=1}^{J_{max}} \left(\begin{array}{l} \alpha_i^{e,x} A_{j,i}^{e,x} + \alpha_i^{m,x} A_{j,i}^{m,x} \\ + \alpha_i^{e,y} A_{j,i}^{e,y} + \alpha_i^{m,y} A_{j,i}^{m,y} \\ + \alpha_i^{e,z} A_{j,i}^{e,z} + \alpha_i^{m,z} A_{j,i}^{m,z} \end{array} \right) \bar{F}_j^{(3)}(\bar{r}). \quad (14)$$

The coefficients $A_{j,i}^{e,x}$, $A_{j,i}^{e,y}$, $A_{j,i}^{e,z}$, $A_{j,i}^{m,x}$, $A_{j,i}^{m,y}$, $A_{j,i}^{m,z}$ are determined by applying the translational and rotational addition theorems to the vector spherical wave functions (in (6)-(11)) from $(o_i, \bar{x}_i, \bar{y}_i, \bar{z}_i)$ to $(o, \bar{x}, \bar{y}, \bar{z})$. The expressions of $A_{j,i}^{e,x}$, $A_{j,i}^{e,y}$, $A_{j,i}^{e,z}$, $A_{j,i}^{m,x}$, $A_{j,i}^{m,y}$, $A_{j,i}^{m,z}$ are developed in the Appendix. Consequently the cumulated field \bar{E}_{mod} radiated by all current sources is written in the global coordinate system $(o, \bar{x}, \bar{y}, \bar{z})$ as

$$\bar{E}_{mod}(\bar{r}) = \frac{k}{\sqrt{\eta}} \sum_{i=1}^{L_{source}} \sum_{j=1}^{J_{max}} \left(\begin{array}{l} \alpha_i^{e,x} A_{j,i}^{e,x} + \alpha_i^{m,x} A_{j,i}^{m,x} \\ + \alpha_i^{e,y} A_{j,i}^{e,y} + \alpha_i^{m,y} A_{j,i}^{m,y} \\ + \alpha_i^{e,z} A_{j,i}^{e,z} + \alpha_i^{m,z} A_{j,i}^{m,z} \end{array} \right) \bar{F}_j^{(3)}(\bar{r}). \quad (15)$$

The cumulated field issued from all current sources must match the actual field \bar{E}_{AUT} expressed in (4). Let's define

$$[\mathcal{A}_{j,i}] = [A_{j,i}^{e,x}, A_{j,i}^{e,y}, A_{j,i}^{e,z}, A_{j,i}^{m,x}, A_{j,i}^{m,y}, A_{j,i}^{m,z}]. \quad (16)$$

Identifying \vec{E}_{AUT} with \vec{E}_{mod} , using (13), (15) and (16) we can write

$$\sum_{j=1}^{J_{max}} \mathcal{Q}_j \vec{F}_j^{(3)}(\vec{R}) = \sum_{j=1}^{J_{max}} \sum_{i=1}^{L_{source}} [\mathfrak{A}_{j,i}] \times [S_i]^T \vec{F}_j^{(3)}(\vec{R}). \quad (17)$$

Considering the orthogonal properties of spherical vector wave functions, the transmission coefficients of both sides of (17) have to be equal. We note

$$\mathfrak{A} = (\mathfrak{A}_{j,i})_{\substack{1 \leq i \leq L_{source} \\ 1 \leq j \leq J_{max}}}, \quad \mathfrak{X} = [S_1, S_2, \dots, S_{L_{source}}]^T, \quad \text{and} \quad \mathfrak{Q} = [\mathcal{Q}_1, \mathcal{Q}_2, \dots, \mathcal{Q}_{J_{max}}]^T,$$

where the superscript T denotes the matrix transpose. Equation (17) becomes

$$[\mathfrak{A}] \cdot [\mathfrak{X}] = [\mathfrak{Q}] \quad (18)$$

Made up of $6 \times L_{source}$ columns and J_{max} lines, the matrix \mathfrak{A} expresses linear relations between the transmission coefficients of current sources \mathfrak{X} and the transmission coefficients \mathfrak{Q} of the initial AUT. The vector \mathfrak{X} comprises the $6 \times L_{source}$ unknown transmission coefficients which are obtained by solving (18). The pseudo-inverse code of MatLab is used here to solve the over-determined matrix equation.

III. RESULTS

A. Microstrip patch antenna:

We illustrate the application of the proposed modeling method by determining the equivalent current sources of a rectangular patch antenna operating at the frequency 2.43 GHz. The dimensions of the AUT are $100\text{mm} \times 80\text{mm} \times 1.6\text{mm}$ and $r_{min} = 61\text{mm} \approx 0.50\lambda$ (Fig. 2). The AUT will be considered as a “black radiating box” and no a priori information have been taken into account. The equivalent model is derived using the spherical NF data. These are obtained through the simulation of the antenna in a 3D EM software which uses the finite elements method (FEM).

At the spherical distance of $r_{meas} = 5\lambda$, we collect the complex values of both electric field components E_θ and E_ϕ respecting an angular step of $\Delta\theta = \Delta\phi = 3^\circ$. Thus the transmission coefficients of the SWE have been determined. These coefficients are presented in Fig. 3.

In this case $N_{max} = \lceil kr_{min} \rceil = 3$, and the patch antenna equivalent model is composed of $L_{source} = 12$ current sources uniformly distributed ($\Delta\theta = \pi/3$, $\Delta\phi = 2\pi/3\sqrt{3}$) over the minimum sphere circumscribing the AUT.

The condition of the matrix \mathfrak{A} in (18) depends on the number of current sources. In fact, for an equivalent model made up of 12 current sources ($6 \times L_{source} = 72$ unknowns), the matrix condition is equal to 44. Solving (18), we determine the

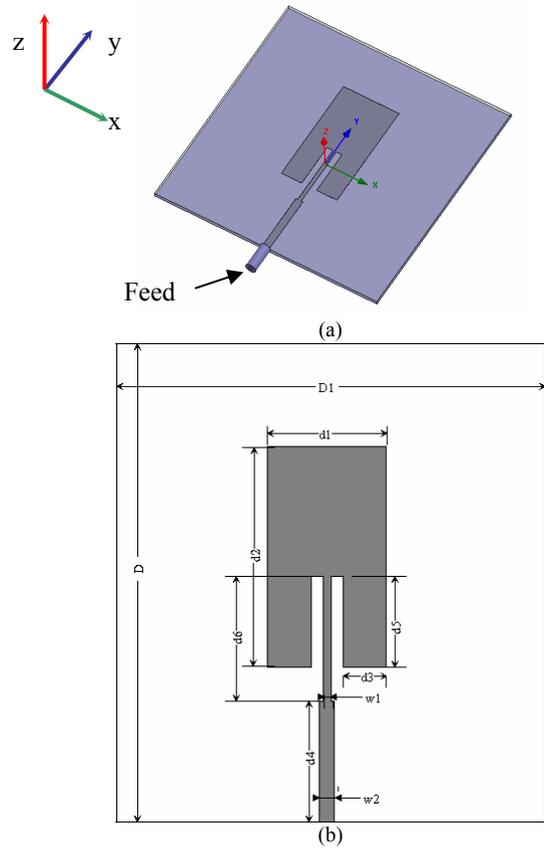


Fig. 2. Geometry of the micro-strip patch antenna which is printed on RT/duroid substrate of thin $h=1.6\text{mm}$. (a) Perspective view. (b) Top view. Antenna dimensions are: $D=90\text{mm}$, $D1=80\text{mm}$, $d1=22.5\text{mm}$, $d2=41.6\text{mm}$, $d3=8.235\text{mm}$, $d4=22.7\text{mm}$, $d5=17\text{mm}$, $d6=23.5\text{mm}$, $w1=1.43\text{mm}$, and $w2=2.82\text{mm}$.

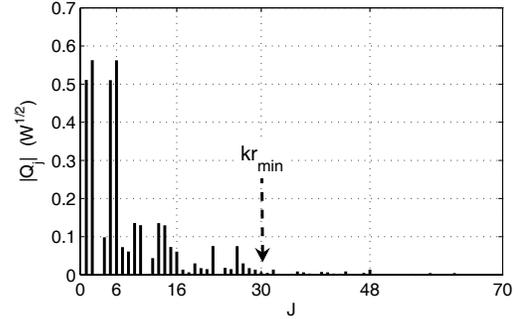


Fig. 3. Linear magnitude of the transmission coefficients of the patch antenna in $(W^{1/2})$.

12x6 transmission coefficients $\{ \alpha_i^{e,x}, \alpha_i^{m,x}, \alpha_i^{e,y}, \alpha_i^{m,y}, \alpha_i^{e,z}, \alpha_i^{m,z} \}_{1 \leq i \leq 12}$.

The magnitude of the actual electric NF components E_θ and E_ϕ (in dB(V/m)) are shown in Fig. 4 (a) and (b), respectively. These components are radiated from the AUT at the spherical distance $r = \lambda$ as a function of θ and ϕ . At the same distance λ , the magnitude of E_{θ_mod} and E_{ϕ_mod} (in dB(V/m)) radiated from the equivalent current sources are presented in Fig. 4.(c) and (d). As it can be seen in Fig. 4, the AUT and the equivalent model fields show a good agreement at the distance

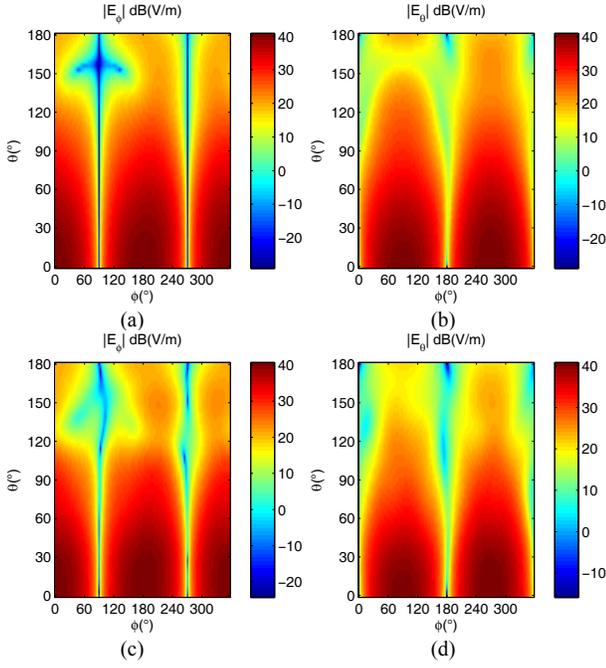


Fig. 4. Magnitude of the NF components E_θ and E_ϕ in dB (V/m) at the distance λ . In (a & b) the field emitted from the actual patch antenna (FEM) and in (c&d) the field emitted from the equivalent model made up of 12 current sources (72 dipoles).

λ even though the measurement distance r_{meas} is 5λ .

The magnitude of the normalized electric FF components E_θ and E_ϕ , radiated from the patch antenna and from the equivalent model are presented in Fig. 5 (a), (b), (c), and (d), respectively. Again, a good agreement is noticed.

In order to carefully analyze the efficiency of the method, we quantify the root mean square of the difference between the actual total field radiated by the AUT E_{total_ref} and the total field radiated by the model E_{total_mod} at different distances, using the error function defined as

$$RMS_f = \sqrt{\frac{\sum_{\theta, \varphi} |E_{total_ref}(\theta, \varphi) - E_{total_mod}(\theta, \varphi)|^2}{\sum_{\theta, \varphi} |E_{total_ref}(\theta, \varphi)|^2}} \quad \text{for } \begin{cases} 0 \leq \theta \leq \pi \\ 0 \leq \varphi \leq 2\pi \end{cases}$$

$$\text{where } E_{total_ref} = \sqrt{\|E_\theta\|^2 + \|E_\phi\|^2} \quad \text{and} \quad E_{total_mod} = \sqrt{\|E_{\theta_mod}\|^2 + \|E_{\phi_mod}\|^2}.$$

For the NF in Fig. 4 the error function is equal to 4.11%, while for the normalized FF in Fig. 5, the error function is equal to 2.13%.

B. Equivalent model simplification

The equivalent model can be simplified and the number of infinitesimal dipoles reduced. By solving (18), the vector rows $[S_i]_{1 \leq i \leq L_{source}}$ are fully known. Thereafter, for each current source we evaluate the power contribution of each dipole in the total radiated power. Let define the normalized row vector S_i^{nor} such that

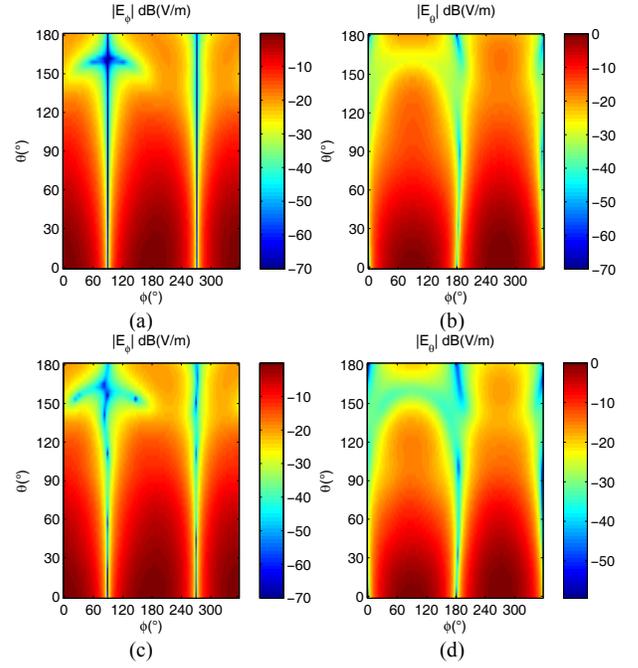


Fig. 5. Normalized magnitude of the FF components E_θ and E_ϕ in dB (V/m). In (a & b) the field emitted from the actual patch antenna (FEM) and in (c&d) the field emitted from the equivalent model made up of 12 current sources (72 dipoles).

$$[S_i^{nor}] = \frac{\left[|\alpha_i^{e,x}|^2, |\alpha_i^{m,x}|^2, |\alpha_i^{e,y}|^2, |\alpha_i^{m,y}|^2, |\alpha_i^{e,z}|^2, |\alpha_i^{m,z}|^2 \right]}{|\alpha_i^{e,x}|^2 + |\alpha_i^{m,x}|^2 + |\alpha_i^{e,y}|^2 + |\alpha_i^{m,y}|^2 + |\alpha_i^{e,z}|^2 + |\alpha_i^{m,z}|^2}.$$

By a judicious choice of the threshold T_{hres} , the number of dipoles can be reduced while preserving the degree of accuracy required for the equivalent model.

First of all, the number of current sources, their spatial positions, and a solution of (18) is built with the contribution of all dipoles as depicted in Section II. By evaluating the normalized row vectors $\{S_i^{nor} \forall i \in [1..L_{source}]\}$ for each current source, we detect dipoles for which the corresponding terms in S_i^{nor} are less than the T_{hres} . Then, a new solution of (18) is calculated without taking into account these insignificant dipoles. This procedure is pursued as long as non significant dipoles are detected. Consequently, each threshold corresponds to a new simplified equivalent model.

The performances of this reduction technique are assessed by evaluating the RMS_f function for different distances of field observation ($\lambda \leq \text{distance} \leq 100\lambda$) and for different threshold values. The behavior of the error function for different simplified equivalent models are presented in Fig.6 as a function of the distance.

In conclusion, with no a priori information, the proposed method presents a systematic and accurate equivalent model. More than 90% accuracy for $T_{hres}=10\%$ and more than 96% accuracy for $T_{hres}=0\%$. The equivalent model reproduces the radiation of the actual AUT at different distances outside the

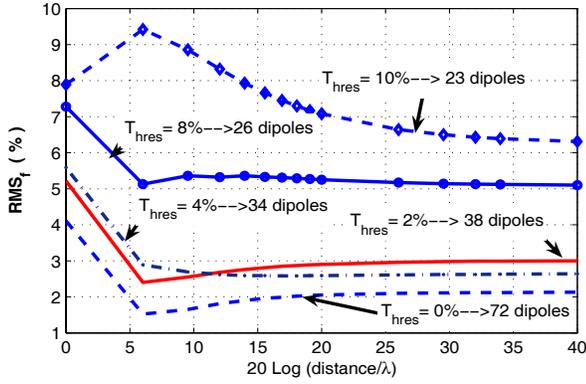


Fig. 6. Error function evolution as a function of the distance ($\lambda \leq \text{distance} \leq 100\lambda$) and the threshold values.

minimum sphere either in NF or FF regions.

The SWE is a very accurate way to describe the radiated field [12]. Therefore, the accuracy of the SWE cannot be questioned. Nonetheless, the proposed method can be of great interest. Indeed, the actual AUT radiation, written in terms of transmission coefficients, can be substituted by a constellation of infinitesimal dipole, and then easily implemented in any EM algorithm. When the radiated field is expressed in terms of transmission coefficients (SWE), the application of the image theory is not trivial. However, when dealing with infinitesimal dipoles, the image theory can be easily applied. Moreover, adopting different thresholds, the AUT equivalent model presented here can be simplified as a function of the required accuracy.

C. Microstrip patch antenna near an infinite PEC plane

In order to illustrate the usefulness of the proposed method, we consider the previous patch antenna placed near an infinite vertical PEC plane (Fig. 7). The purpose of this analysis is to verify the adequacy of the proposed modeling technique, by comparing the radiated NF values with those computed from the equivalent model. The NF data obtained from the simulation of the AUT with the PEC plane are performed at the frequency 2.43GHz with a 3D EM simulation software.

We have determined the AUT equivalent dipoles whose characteristics are used to define the image of the equivalent models. We are interested in evaluating the field in the left half space (Fig. 7).

Fig. 8.(a) and (b) show the magnitude of the electric NF components E_θ and E_φ (dB V/m), respectively. These field components are radiated from the actual structure (AUT and PEC plane) over the left hemispherical surface of radius $r = 2\lambda$ from the PEC plane ($\pi \leq \varphi \leq 2\pi, 0 \leq \theta \leq \pi$). At the same 2λ distance, the magnitude of the field components E_{θ_mod} and E_{φ_mod} (dB(V/m)) radiated from the equivalent current sources and their images are shown in Fig. 8.(c) and (d), respectively.

Next, we figure out the accuracy of the proposed method by comparing the magnitude of the normalized electric FF components E_θ and E_φ . As shown in Fig. 9 (a), (b), (c), and (d), the equivalent model radiation fits very well with the actual field.

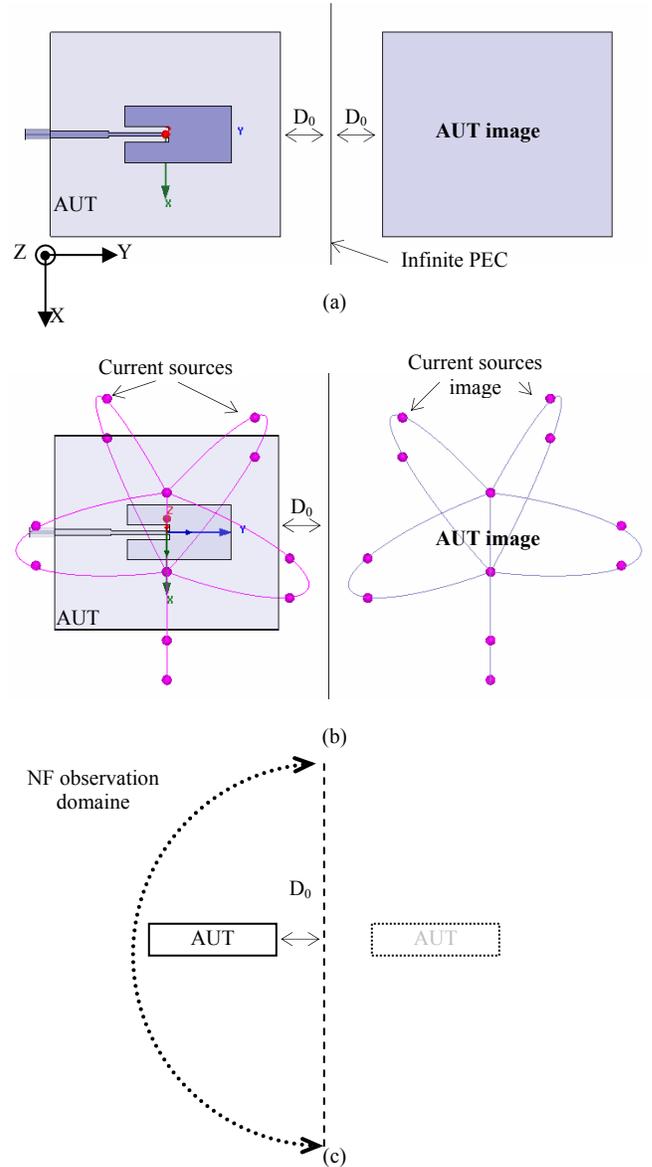


Fig. 7. Adequacy of a current source constellation as AUT equivalent model and image theory description.(a) AUT in the vicinity ($D_0=65\text{mm}$) of Infinite PEC. (b) the AUT is replaced by an equivalent set of current sources for which the images are easily determined. (c) NF observation domain after the application of the image theory.

Similarly, in order to evaluate the simplified models adequacy, the image of different equivalent models, associated with the application of different thresholds, have been established ($T_{hres}=0\%, 2\%, 4\%, 8\%, 10\%$). The error function, evaluated as a function of the distance ($2\lambda \leq \text{distance} \leq 100\lambda$) from the PEC plane, is shown in Fig.10.

D. Discussion

Throughout these two examples, we can conclude that the efficiency of the proposed method for modeling the AUT depends mainly on the behavior of the AUT transmission coefficients q_j . The mode-matching method reveals to be a powerful way to determine an AUT behavioral model. It consists in rewriting the SWE by mean of infinitesimal dipoles which can be assimilated to a multi-SWE.

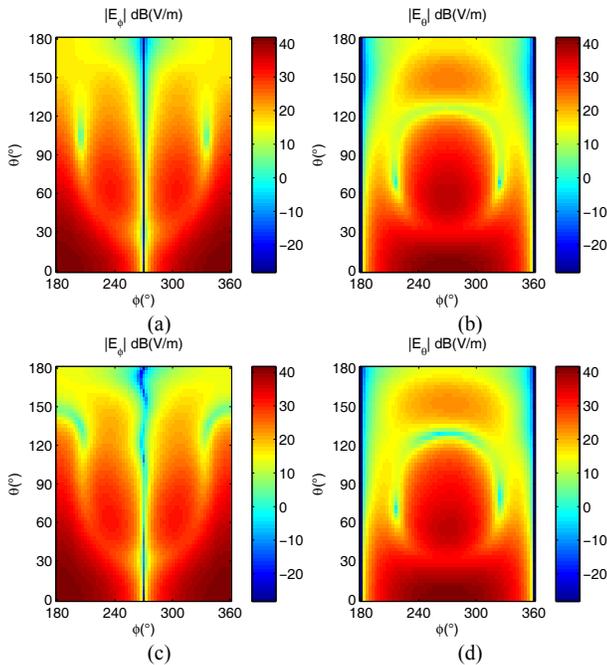


Fig.8. Magnitude of the NF components E_θ and E_ϕ in dB (V/m) at the distance 2λ . In (a & b) the field emitted from the actual patch antenna near an infinite PEC (FEM) and in (c&d) the field emitted from the equivalent model made up of 12 current sources and their images.

The SWE is a mathematical writing of the radiated field, certainly very accurate, but difficult to implement in an electromagnetic algorithm.

We have introduced a way to reduce the complexity of the equivalent model. Adopting a power threshold T_{hres} , the power contribution of each dipole is evaluated and those whose contribution is less than the adopted threshold are removed. We obtain encouraging results and the number of equivalent dipoles can largely be reduced.

As shown in Fig. 6 and Fig. 10, when using all dipoles (72 dipoles, $T_{hres}=0\%$) the error function takes smallest values. However, while increasing the threshold ($T_{hres}=10\%$), we reduce the number of equivalent dipoles (23 dipoles), and consequently the AUT equivalent model exhibits a less accurate but still very acceptable result.

From a theoretical point of view, the modeling procedure presented in this paper combines the implicit and the explicit application of the Huygens's principle :

- Firstly, we seek the solution of Helmholtz's equations that respects the boundary conditions at the measurement sphere and at the infinity. This provides the SWE of the radiated field;
- Secondly, a constellation of secondary sources, over the minimum sphere, is used to reproduce the actual field at the boundary. This point highlights the Huygens-Fresnel's principle application.

The replacement of an AUT or any radiating "black box", by a set of infinitesimal dipoles facilitates the prediction of the environment interaction with the actual AUT.

Without any a priori information, a direct method to substitute an AUT by an equivalent set of infinitesimal dipoles is proposed. Namely a complex radiating structure can be

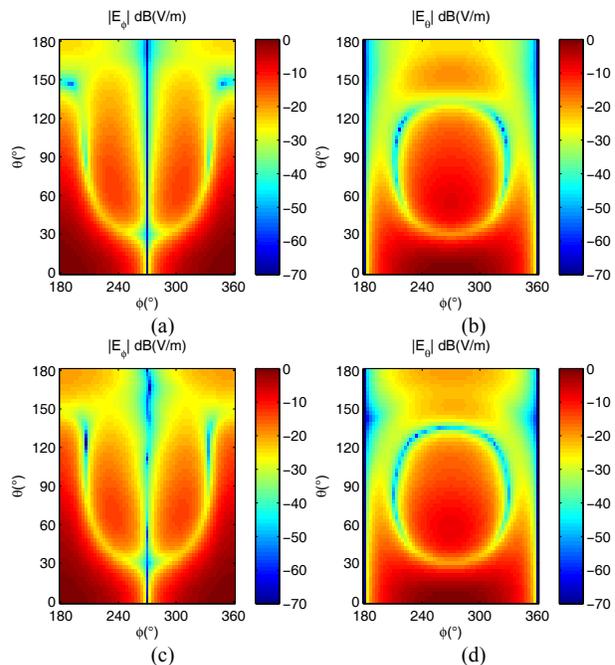


Fig.9. Normalized magnitude of the FF components E_θ and E_ϕ in dB (V/m). In (a & b) the field emitted from the actual patch antenna near an infinite PEC (FEM) and in (c&d) the field emitted from the equivalent model made up of 12 current sources and their images.

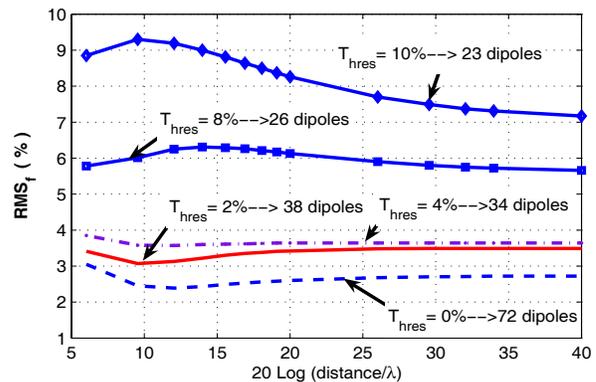


Fig. 10. Error function evolution as a function of the distance ($2\lambda \leq \text{distance} \leq 100\lambda$) and the threshold values.

substituted systematically by a set of dipoles placed over its minimum sphere. The AUT equivalent model can be implemented in an EM code for the simulation analysis of multiple scenes (interaction of the AUT with its complex environment).

Since the equivalent dipoles are not placed over the main-radiating elements, this guarantees the uniqueness of the solution. This is illustrated by the following test.

Using the 3D simulation software, we have collected the NF data over the spheres of radius 2λ , 4λ , 9λ , and 30λ . For each of these radius the AUT transmission coefficients \mathbf{Q} are determined. We notice that the \mathbf{Q} remain unchanged or vary a little. Consequently, when we solve (18) a little variation of \mathbf{Q} does not imply a large variation of the solution \mathbf{X} since \mathbf{A} is a well conditioned matrix.

In future works, this modeling method will take into

account some a priori information, so that equivalent current sources may be placed on the main radiating sources.

IV. CONCLUSION

In this paper an innovative method for antenna modeling has been proposed. The approach has been applied and validated by studying a canonical case of patch antenna.

The accuracy and the matrix calculation stability are the advantages of the proposed modeling procedure. Based on spherical NF measurements and the SWE, the behavioral model of any AUT is determined. This paper developed the complete analysis of this modeling technique. We have shown that from the collected tangential electric NF, a constellation of dipoles placed over the minimum sphere surrounding the AUT can be determined. This constellation can reproduce the actual radiation pattern inside the measurement sphere as well as in the FF region.

A point which deserves further study is the possibility of extending the analysis to deal with current sources distributed over different geometries. By expressing the translational and rotational addition theorems in the corresponding geometry, the pattern information inside the minimum sphere can be explored. This is currently under investigation.

APPENDIX

As figured in Fig. A.1, to go from the unprimed coordinate system (x, y, z) to the primed one (x', y', z') we mention a number of elementary operations of translation and rotation to be followed:

1. A rotation of the coordinates (x, y, z) about the z -axis through an angle $(-\varphi_0)$, which results in new coordinates (x_1, y_1, z_1) .
2. A rotation about the y_1 -axis through an angle $(-\theta_0)$ which results in coordinates (x_2, y_2, z_2) .
3. A translation of $A > 0$ along the z_2 -axis which results in coordinates. (x_3, y_3, z_3) .
4. A rotation about the y_3 -axis through an angle (θ_0) which results in coordinates (x_4, y_4, z_4) .
5. A rotation about the z_4 -axis through an angle (φ_0) which results in coordinates (x', y', z') .

Let us now consider the field \bar{E}_{AUT} radiated by the AUT expressed in spherical system (r, θ, φ) associated to the rectangular one (x, y, z) :

$$\bar{E}_{AUT}(r, \theta, \varphi) = \frac{k}{\sqrt{\eta}} \sum_{s=1}^2 \sum_{n=1}^{N_s} \sum_{m=-n}^{m=n} Q_{smn} \bar{F}_{smn}^{(3)}(r, \theta, \varphi) \quad (\text{A.1})$$

The spherical systems $(r_i, \theta_i, \varphi_i)$ are associated with the rectangular ones (x_i, y_i, z_i) where $i=1, 2, 3$ or 4 and the spherical system (r', θ', φ') is associated with (x', y', z') .

The transformation of each mode $\bar{F}_{smn}^{(3)}(r, \theta, \varphi)$ through the different translation and rotation operations described above,

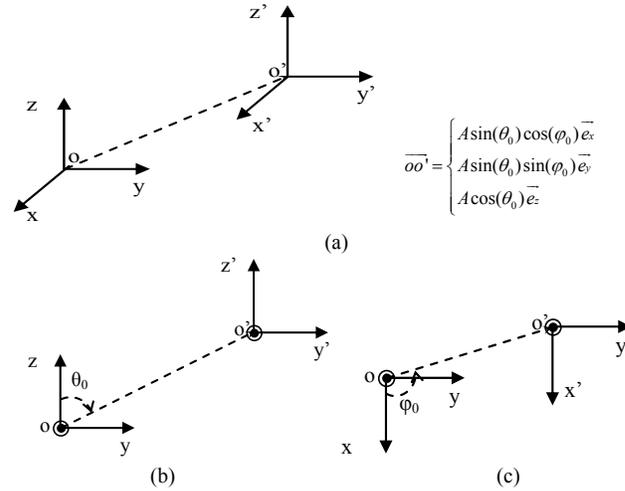


Fig. A.1. In (a) the primed system (x', y', z') resulting from the translation of the unprimed system (x, y, z) through the vector $\overline{OO'}$. The rotation angle θ_0 and φ_0 are described in (b) and (c), respectively.

are mathematically synthesized as follows:

$$1. \bar{F}_{smn}(r, \theta, \varphi) \rightarrow \exp(-im\phi_0) \bar{F}_{smn}(r_1, \theta_1, \varphi_1), \quad (\text{A.2})$$

$$2. \bar{F}_{smn}(r_1, \theta_1, \varphi_1) \rightarrow \sum_{\mu=-n}^n d_{\mu m}^n(-\theta_0) \bar{F}_{s\mu n}(r_2, \theta_2, \varphi_2), \quad (\text{A.3})$$

$$3. \bar{F}_{s\mu n}^{(3)}(r_2, \theta_2, \varphi_2) = \sum_{\sigma=1}^2 \sum_{\nu=|\mu|}^{\nu_{\max}} C_{\sigma\mu\nu}^{sn(1)}(kA) \bar{F}_{\sigma\mu\nu}^{(3)}(r_3, \theta_3, \varphi_3), \quad (\text{A.4})$$

$$4. \bar{F}_{\sigma\mu\nu}(r_3, \theta_3, \varphi_3) \rightarrow \sum_{l=-\nu}^{\nu} d_{l\mu}^{\nu}(+\theta_0) \bar{F}_{\sigma l\nu}(r_4, \theta_4, \varphi_4), \quad (\text{A.5})$$

$$5. \bar{F}_{\sigma l\nu}(r_4, \theta_4, \varphi_4) \rightarrow \exp(il\phi_0) \bar{F}_{\sigma l\nu}(r', \theta', \varphi'). \quad (\text{A.6})$$

Where $d_{\mu m}^n(\theta_0)$ is a rotation coefficient and $C_{\sigma\mu\nu}^{sn(1)}(kA)$ is a translation coefficient [12]. The expression summarizing all the intermediate steps and expressing the transition from the unprimed system (x, y, z) to the primed one (x', y', z') is

$$\begin{aligned} & \bar{F}_{smn}^{(3)}(r, \theta, \varphi) \\ &= \sum_{\sigma=1}^2 \sum_{\nu=|\mu|}^{\nu_{\max}} \sum_{l=-\nu}^{\nu} \sum_{\mu=-n}^n \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

$$D_{\mu m}^n(0, \theta_0, \varphi_0) C_{\sigma\mu\nu}^{sn(1)}(kA) D_{l\mu}^{\nu}(-\varphi_0, -\theta_0, 0) \bar{F}_{\sigma\mu\nu}^{(3)}(r', \theta', \varphi')$$

$$\text{with } D_{\mu m}^n(\chi, \theta, \varphi) = \exp(im\phi_0) d_{\mu m}^n(\theta_0) \exp(i\mu\chi). \quad (\text{A.8})$$

There is no need to recall that moving from (x, y, z) to (x', y', z') or vice versa are two reciprocal and equivalent operations

$$\begin{aligned} & \bar{F}_{smn}^{(3)}(r', \theta', \varphi') \\ &= \sum_{\sigma=1}^2 \sum_{\nu=|\mu|}^{\nu_{\max}} \sum_{l=-\nu}^{\nu} \sum_{\mu=-n}^n \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

$$D_{\mu m}^n(0, -\theta_0, -\varphi_0) C_{\sigma\mu\nu}^{sn(1)}(-kA) D_{l\mu}^{\nu}(\varphi_0, \theta_0, 0) \bar{F}_{\sigma\mu\nu}^{(3)}(r, \theta, \varphi)$$

Consequently, the electric field radiated by z-dipole placed at the origin of the rectangular coordinate system (x', y', z') is formulated in (A.10), while the formulation (A.11) expresses the same field in the spherical system associated to the rectangular one (r, θ, φ) :

$$\begin{aligned} \overline{E}^{e,z}(r', \theta', \varphi') &= \frac{k}{\sqrt{\eta}} \alpha^{e,z} \overline{F}_{201}^{(3)}(r', \theta', \varphi') \\ &= \frac{k}{\sqrt{\eta}} \alpha^{e,z} \overline{F}_4^{(3)}(r', \theta', \varphi') \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

$$\begin{aligned} \overline{E}^{e,z}(r, \theta, \varphi) &= \frac{k}{\sqrt{\eta}} \alpha^{e,z} \sum_{\sigma=1}^2 \sum_{\nu=|\mu|}^{\nu_{\max}} \sum_{\mu=-\nu}^{\nu} \sum_{\nu=0}^1 \\ D_{\mu 0}^1(0, -\theta_0, -\varphi_0) C_{\sigma \mu \nu}^{sn(1)}(-kA) D_{\mu}^{\nu}(\varphi_0, \theta_0, 0) \overline{F}_{\sigma \mu \nu}^{(3)}(r, \theta, \varphi) \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

$$\overline{E}^{e,z}(r, \theta, \varphi) = \frac{k}{\sqrt{\eta}} \alpha^{e,z} \sum_{j=1}^{J_r} A_j^{e,z} \overline{F}_j^{(3)}(r, \theta, \varphi)$$

where A is the translation distance and $\nu_{\max} = \lceil kA \rceil + 10$ corresponds to the truncation number. By adopting the index transformation which converts the triplet (σ, μ, ν) to a single index $j = 2\{\nu(\nu+1) + \mu - 1\} + \sigma$, we have $J_r = 2(\nu_{\max}(\nu_{\max} + 2))$. So if the translation distance $A = r_{\min}$, the truncation number $\nu_{\max} = N_r$ and $J_r = J_{\max}$.

REFERENCES

- [1] P. Petre and T. K. Sarkar, "Planar near-field to far-field transformation using an equivalent magnetic current approach" IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 40, pp. 1348-1356, Nov. 1992.
- [2] P. Petre and T. K. Sarkar, "Planar near-field to far field transformation using an array of dipole probes" IEEE Trans. Antenna Propag., Vol. 42, pp. 534-537, Apr. 1994.
- [3] T. K. Sarkar and A. Taaghool, "Near-field to near/far-field transformation for arbitrary near-field geometry utilizing an equivalent electric current and MoM" IEEE Trans. Antenna Propag., Vol. 47, pp. 566-573, Mar. 1999.
- [4] A. Taagol and T. K. Sarkar, "Near-field to near/far-field transformation for arbitrary near-field geometry, utilizing an equivalent magnetic current," IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 38, No. 3, pp. 536-542, Aug. 1996.
- [5] F. Las-Heras and T. K. Sarkar, "A direct optimization approach for source reconstruction and NF-FF transformation using amplitude-only data," IEEE Transact. Antenna Propag., Vol. 50, pp. 500-510, Apr. 2002.
- [6] J. R. Regu e, M. Ribo, J. M. Garrell, and A. Martin, "A genetic algorithm based method for source identification and far-field radiated emissions prediction from near-field measurement for PCB characterization" IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 43, No. 4, pp. 536-542, Aug. 1996.
- [7] J. R. P erez and J. Basterrechea, "Antenna far-field pattern reconstruction using equivalent currents and genetic algorithms" Microwave Opt. Technol. Lett., Vol.42, No. 1, pp. 21-25, July 2004.
- [8] T. S. Sijher and A.A. Kishk, "Antenna modeling by infinitesimal dipoles using genetic algorithms" Progress In Electromagnetics Research, PIER 52, pp. 225-254, 2005.
- [9] J. C. Bolomey, B. J. Cown, G. Fine, L. Jofre, M. Mostafavi, D. Picard, J. P. Estrada, P. G. Friederich, F. L. Cain, "Rapid near-field antenna testing via arrays of modulated scattering probes," IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 36, pp. 804-814, June 1988.
- [10] A. D. Yaghjian, "An overview of near-field antenna measurements," IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. AP-34, pp. 30-45, Jan. 1986.

- [11] O. M. Bucci, C. Gennarelli, and C. Savarese, "Representation of electromagnetic fields over arbitrary surfaces by a finite and non redundant number of samples," IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 46, pp. 351-359, Mar. 1998.
- [12] J. E. Hansen, Spherical Near-Field Antenna Measurements. London, U.K.: Peregrinus, 1988.
- [13] M. Mekki-Kaidi, D. Lautru, F. Bancet and V. Fouad Hanna, "A matrix inversion technique for the spherical modal decomposition field solution applied on the characterization of antenna in their environment," Microwave Opt. Technol. Lett., Vol.41, No. 5, pp. 336-341, June 2004.
- [14] T.A. Laitinen, P. Vainikainen and T. Koskinen, "Far-field measurements for mobile phones with small number of measurement locations," Electron. Lett., 2001 Vol. 37 No. 20 pp. 1255-1256
- [15] A. R. Edmonds, Angular Momentum in Quantum Mechanics, 3rd ed. Princeton, NJ: Princeton Univ. Press, 1974.
- [16] J. H. Bruning and Y. T. Lo, "Multiple scattering of EM waves by spheres, Part I – Multipole expansion and ray-optical solutions," IEEE Trans. Antennas Propagat. Vol. AP-19, pp. 378-390, May 1971.



Mohammed Serhir was born January 8, 1981, in Casablanca, Morocco. He received the diplôme d'ingénieur degree from Ecole Mohammadia d'Ingénieurs (EMI), Rabat, Morocco in 2003 and the M.S. degree in electronics from the National Institute of Applied Sciences at Rennes, INSA de Rennes in 2004, where he is currently working toward the Ph.D degree in electronics. His research interests include spherical wave expansion technique, spherical near-field antenna measurements and the development of numerical methods for antenna modeling.



Philippe Besnier received the diplôme d'ingénieur degree from Ecole Universitaire d'Ingénieurs de Lille (EUDIL), Lille, France, in 1990 and the Ph. D. degree in electronics from the university of Lille in 1993. Following a one year period at ONERA, Meudon as an assistant scientist in the EMC division, he was with the Laboratory of Radio Propagation and Electronics, University of Lille, as a researcher at the Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS) from 1994 to 1997. From 1997 to 2002, he was the Director of Centre d'Etudes et de Recherches en Protection Electromagnétique (CERPEM) : a non-profit organization for research, expertise and training in EMC, and related activities, based in Laval, France. He co-founded TEKCEM in 1998, a private company specialized in turn key systems for EMC measurements. Since 2002, he has been with the Institute of Electronics and Telecommunications of Rennes, Rennes, France, where he is currently a researcher at CNRS heading EMC-related activities such as EMC modeling, electromagnetic topology, reverberation chambers, and near-field probing.



M'hamed Drissi (SM'90) received the Ph.D. degree in electronics from INSA of Rennes in 1989 and the HDR degree in 1997 from the University of Rennes 1, France. From 1986 to 1991, he was a research engineer at the National Centre of Telecommunications of FT-R&D, where he was involved in electromagnetic modelling and EMC of the electronics equipments. In 1991, he joined INSA of Rennes, where he is currently a full professor and director of research of INSA of Rennes. He is also responsible of the Master of Research degree on electronics and communication systems. His research activities deal with the electromagnetic modelling and the design of antennas and the associated circuits, the electromagnetic compatibility of complex electronic systems, and the near-field characterization. His research interests include CAD of high-speed and MMIC circuits, neuronal modeling and simulation of high-speed interconnecting, and nonlinear circuits. These research activities are published in more than one hundred communications and publications in international reviews and patents. He chairs the French chapter of IEEE Antennas and Propagation Society.

Advanced method for estimating number of independent samples available with stirrer in reverberation chamber

C. Lemoine, P. Besnier and M. Drissi

A simple and efficient method for optimising the use of a stirrer in a reverberation chamber is presented. The maximum number of independent samples given by the stirrer is estimated using a regression model and central limit theorem in the case of dependent data. The predicted results are compared with measured data and good agreement is reported.

Introduction: Mode-stirred chambers appear to be very attractive for various EMC and antenna applications. In aeronautical and automobile engineering, standards are still evolving for calibration aspects, and for immunity and emission testing. Measurements in a reverberation chamber (RC) are often performed by selecting N samples using the rotation of the mode stirrer. The independency of samples is of great importance in quantifying the uncertainty of a test performed in the cavity. The number of uncorrelated samples is the number of stirrer positions that give uncorrelated fields in the cavity, and thereby uncorrelated power levels. To evaluate that a stirrer provides independent field conditions, the autocorrelation function (ACF) is usually calculated for the chosen step angle of the stirrer. However, the critical value, 0.37, is generally not appropriate and the normative method [1] is proved to be inefficient [2]. Therefore, evaluating the number of independent samples remains a great challenge. This Letter proposes a new method based on a first-order autoregressive (AR) model to determine the number of independent samples available with stirrer rotation.

Prediction method: An AR model is commonly used in econometric analysis for forecasting the evolution of a particular variable [3]. The first-order AR model expresses the observation t of the dependent value y_t as a function of the former observation y_{t-1} and a residue ε_t supposed independently and identically distributed (IID):

$$y_t = \rho \times y_{t-1} + \varepsilon_t \quad (1)$$

The coefficient ρ is the first-order autocorrelation function, which corresponds to a shift equal to one step of the stirrer:

$$\rho = \frac{\text{Cov}(Y_1, Y_2)}{\sqrt{\text{Var}(Y_1)}\sqrt{\text{Var}(Y_2)}} \quad (2)$$

In (2), vectors Y_1 and Y_2 are obtained by cyclic exchange of the data as follows:

$$\begin{aligned} Y_1 &= [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{N-1} \ y_N] \\ Y_2 &= [y_2 \ y_3 \ \dots \ y_N \ y_1] \end{aligned} \quad (3)$$

The terms ‘Cov’ and ‘Var’ denote the covariance and variance, respectively. Applied to RC, the measurements of field or received power can be viewed as a time series process. The dependent samples y_1, y_2, \dots, y_N are therefore generated by successive stirrer positions, which are not independent in terms of boundary conditions for the electromagnetic field.

If a time series of length N is autocorrelated, the number N' of independent observations is fewer than N . Essentially, the N size sample is not random, and the information in each observation is not totally separate from the information in other observations. For a given non-random time series of length N , the information given by the N values is equal to that given by a random time series of length N' . The central limit theorem (CLT) is well known in the case of independent samples. Let $X_1, X_2, \dots, X_{N'}$ be an independent sample of the random variable X the mean of which is μ_X and variance is σ_X^2 . When the number N' of independent samples is sufficiently large, one can consider the estimated mean value as Gaussian distributed with the standard deviation $\sigma_{\mu_X} = \sigma_X / (N')^{0.5}$.

For dependent data y_t , using (1), we can also develop a CLT and therefore estimate the standard deviation of the sample mean. We only need to assume that y_t is stationary ($|\rho| < 1$). One can demonstrate using [4] the following asymptotic distributional result for the estimated sample mean calculated over N dependent samples:

$$\sigma_{\hat{\mu}_y} = \frac{\hat{\sigma}_y}{\sqrt{N}} \sqrt{\frac{1+\rho}{1-\rho}} \quad (4)$$

The symbol ‘ $\hat{\cdot}$ ’ denotes the estimation.

With the knowledge of the ratio $\hat{\sigma}_{\mu_y} / \hat{\mu}_y$ for the estimated mean of the regression model, it is possible to evaluate the ‘equivalent’ number N' of independent values contained in the N dependent samples ($N' < N$). The estimators of the mean and the variance of y_t are given in (5) and (6):

$$\hat{\mu}_y = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N y_t \quad (5)$$

$$\hat{\sigma}_y^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{t=1}^N (y_t - \hat{\mu}_y)^2 \quad (6)$$

The equivalent number N' is defined as the number of independent samples $x_1, x_2, \dots, x_{N'}$, the estimated mean of which would have the same standard-to-mean ratio $\hat{\sigma}_{\mu_y} / \hat{\mu}_y$. This is written as follows, using the CLT in case of independency on the left-hand side of (7):

$$\frac{\sigma_X}{\mu_X \sqrt{N'}} = \frac{\sigma_{\hat{\mu}_y}}{\hat{\mu}_y} \quad (7)$$

Therefore, using (4), the N size sample has N' equivalent independent measurements such that:

$$N' = N \times \frac{1-\rho}{1+\rho} \times \left(\frac{\sigma_X}{\mu_X} \right)^2 \times \left(\frac{\hat{\mu}_y}{\hat{\sigma}_y} \right)^2 \quad (8)$$

When Rayleigh distribution is considered, the ratio σ_{μ_y} / μ_X is around 0.52. It corresponds to the case of independent measurements of a rectangular component of the electric field [5] in an ideal reverberation environment. As far as received power is concerned, measurements are distributed as an exponential function in an ideal RC and the ratio is equal to 1. Therefore, using this method, it is possible to have access to the equivalent number N' of independent samples that are contained in the dependent sample. When dependent data are recorded, one can reduce measurements down to N' values in order to get the same uncertainty and thus save time. Moreover, the main interest is to be able to evaluate the maximum number of independent measurements available with the mode stirrer.

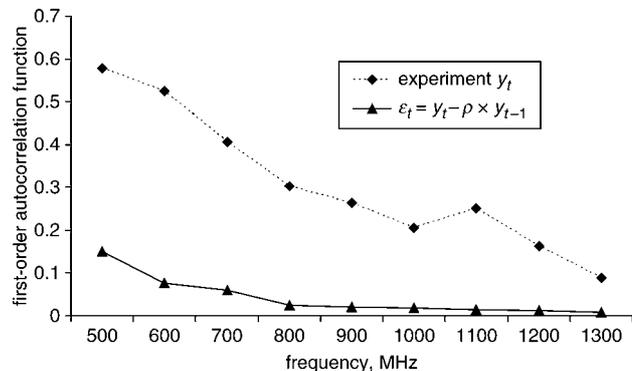


Fig. 1 First-order ACF for measurements y_t and residues ε_t

Experimental results: All experiments were carried out in the IETR reverberation chamber with dimensions of $2.9 \times 3.7 \times 8.7$ m. The lowest usable frequency was established around 250 MHz, and measurements were performed from 500 up to 1300 MHz, with 100 MHz steps. Thus, we were able to study a large range of values of ρ (see dotted line in Fig. 1). The test volume is far enough from the walls and the stirrer. The log-periodic transmitting antenna is placed in a corner, out of the test volume, and directed through the corner. At each frequency, five independent positions of the receiving antenna (identical to the first one) are taken into account. Moreover, at each location of the receiver, 300 stirrer positions ($\Delta\theta = 1.2^\circ$) are considered (mode-tuned). With $N=1500$ correlated samples at each frequency, we estimate [6] that the true value of the first-order ACF is in the interval $[\rho - 0.05, \rho + 0.05]$ with at least a 95% level of confidence.

Before evaluating N' , one should first check the independency of the N residues calculated using (1). For all the studied frequencies, this assumption is validated (Fig. 1) since the first-order ACF of the residues is lower than 0.2. As part of (4), Fig. 2 gives a comparison between the experimental standard deviation of the estimated mean of measurements, and the calculated one. One can see good agreement between the regression model and measurements. Per frequency, among the $N=1500$ dependent samples given by five positions of the receiver and 300 stirrer positions, the number N' of independent samples is deduced using (8). Therefore, the number of independent samples available over one mode stirrer rotation (360°) is $N'_{MS} = N'/5$ (Fig. 3).

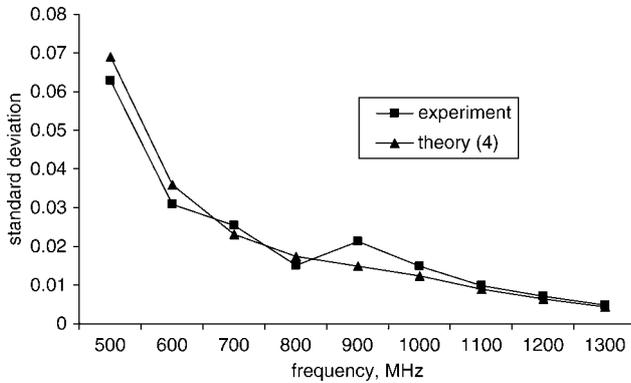


Fig. 2 Ratio σ_μ/μ of mean of measurements compared with theory (4)

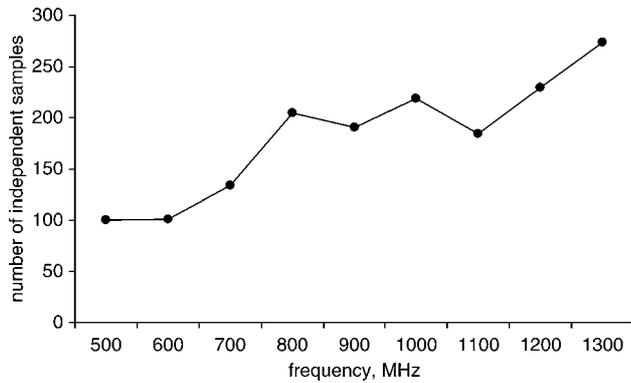


Fig. 3 Number of uncorrelated samples available over one stirrer rotation

To check the validity of the method, we have carried out new experiments with N'_{MS} positions of the mode stirrer for each selected frequency (Table 1). Then the first-order ACF is calculated. To compare with initial values of ρ and preserve the same uncertainty over its estimation, we use additional positions of the receiver to get 1500 samples per frequency. Experimental results show a very good decrease

of the first-order ACF in all cases and new N'_{MS} samples generated can be reasonably considered as uncorrelated data. This proves the efficiency of the method, which needs only to estimate parameters that are easily calculated: standard deviation, mean, first-order ACF.

Table 1: Reduction of first-order ACF on power measurements in RC

f (MHz)	Experimental ρ with angular step $\Delta\theta = 1.2^\circ$	Number N'_{MS} of independent samples available with stirrer over 360°	Angular step $\Delta\theta'$ ($^\circ$) corresponding to N'_{MS}	Experimental ρ with $\Delta\theta'$ related to N'_{MS}
500	0.58	104	3.45	0.08
700	0.41	133	2.70	0.11
1000	0.21	219	1.64	0.11

Conclusion: We have provided a new method using a regression model and CLT in the case of dependent data, in order to determine the maximum number of independent samples available with a stirrer. The method is easy to implement and predicted results are in good agreement with experimental results. Estimating correctly N'_{MS} is of great value in optimising the mode stirrer in reverberation chambers.

© The Institution of Engineering and Technology 2007
6 April 2007

Electronics Letters online no: 20070992
doi: 10.1049/el:20070992

C. Lemoine, P. Besnier and M. Drissi (Institute of Electronic and Telecommunications of Rennes, INSA of Rennes, 20 av. des Buttes de Coësmes, CS 14315, Rennes Cedex 35043, France)

E-mail: christophe.lemoine@insa-rennes.fr

References

- IEC 61000-4-21: 'Reverberation chamber test methods', International Electrotechnical Commission, Standard, 2003
- Lunden, O., and Backstrom, M.: 'Stirrer efficiency in FOA reverberation chambers. Evaluation of correlation coefficients and chi-squared tests'. IEEE Int. Symp. on EMC, Washington DC, USA, August 2000, Vol. 1, pp. 11–16
- Davidson, R., and Mackinnon, J.G.: 'Econometric theory and methods' (Oxford University Press, New York, 2003)
- Crack, T.F., and Ledoit, O.: 'Using central limit theorems for dependent data', Social Science Research Network, <http://ssrn.com/abstract=587562>, September 2004 pp. 1–29
- Hill, D.A.: 'Plane wave integral representation for fields in reverberation chambers', *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, 1998, **40**, (3), pp. 209–217
- Krauthausser, H.G., Winzerling, T., and Nitsch, J.: 'Statistical interpretation of autocorrelation coefficients for fields in mode-stirred chambers'. IEEE Int. Symp. on EMC, Chicago, IL, USA, August 2005, Vol. 2, pp. 550–555

Investigation of Reverberation Chamber Measurements Through High Power Goodness of Fit Tests

Christophe Lemoine, Philippe Besnier, *Member, IEEE*, and M'hamed Drissi, *Senior Member, IEEE*

Abstract—This paper aims to improve the analysis of distribution functions of a rectangular component of the electric field (E_R) and the power received in an overmoded reverberation chamber (RC). All data and analysis were achieved in the IETR mode-stirred chamber. For the power received on a large antenna, tests are consistent with the exponential probability density function (PDF) assumption. However, high power goodness of fit tests modify the determination of the lowest frequency from which the ideal underlying theoretical distributions can be associated with measurements. For the electric field in overmoded regime, a Weibull distribution is proposed to model E_R measurements, instead of the Rayleigh distribution hypothesis which is rejected by statistical tests. Furthermore, Weibull distribution provides better agreement with standard deviation of samples. An additional experiment with a monopole-like antenna illustrates that the exponential distribution is rejected when the monopole is small with respect to the wavelength, but is accepted when the antenna length is roughly over $\lambda/4$. Experimental results are provided by a large number of goodness of fit tests. The paper highlights that the use of adapted critical values is necessary for testing a distribution function whose parameters are estimated.

Index Terms—Anderson-Darling (AD), electric field, goodness of fit test, Kolmogorov-Smirnov (KS), probability density function, reverberation chamber, Weibull distribution.

I. INTRODUCTION

FROM the lowest usable frequency (LUF) depending on the volume of the cavity, the electromagnetic field in a reverberation chamber becomes homogeneous and isotropic. Due to the stochastic-like nature of the field, it is relevant to study the mode-stirred chamber from a statistical point of view.

Many studies and applications of overmoded RC are based on the Rayleigh and exponential distributions, respectively for a rectangular component of the electric field E_R and for the power received on an antenna. This is a theoretical model for an ideal mode-stirred chamber, established for a spherical volume [1].

When frequency is under the LUF, the cavity is undermoded. Rayleigh and exponential distributions do not fit

correctly the electromagnetic field measured with a probe, and the power received at an antenna, respectively. Many authors have proposed modifications of the probability density function for this regime [2]–[6]. Particularly in [2] and [3], a Weibull distribution is adopted for E_R in the case of a simulated undermoded cavity. However, no statistical tests seem to be used preventing any conclusions on goodness of fit. Experimentally, and with appropriate goodness of fit tests, this paper emphasizes different conclusions. In particular, we show that a Weibull distribution fits neither the received power nor E_R , when the cavity is undermoded.

In the case of an ideal overmoded cavity, the real and imaginary parts of each rectangular component of the electric field follow a Gaussian distribution. Therefore, the magnitude of any electric field component is χ distributed with two degrees of freedom. This is a Rayleigh distribution.

$$f(x) = \frac{2x}{\theta} e^{-\frac{x^2}{\theta}} \quad (1)$$

The square magnitude of any electric field component is chi-squared distributed with two degrees of freedom. This is an exponential distribution.

$$f(x) = \frac{1}{\theta} e^{-\frac{x}{\theta}} \quad (2)$$

The power received on an antenna is also χ -square distributed with two degrees of freedom.

Exponential law for received power is consistent with many publications [7]–[9] whereas the distribution of the electric field is generally deduced from the power. Thus, it seems that direct analysis of the electric field behavior are less numerous [10], [11]. On the other hand, experimental and theoretical distributions are often compared without statistical tests. And when a goodness of fit test is performed, critical values are generally not appropriate, as shown in the Appendix.

As underlined in [12], it is of fundamental importance to quantify and distinguish between the imperfections in the physical reverberant field and the limitations in its measurement. Particularly, if the size of the EUT is significantly larger or smaller than the size of the antenna or probe used for calibration, conclusions on the test result may be affected.

The present work fills in some of the gaps which were left in statistical analysis of experimental or simulated data.

Manuscript received

This work was supported by the Région Bretagne.

The authors are with the Institute of Electronics and Telecommunications of Rennes (IETR), INSA of Rennes, Rennes 35043, France, mail: christophe.lemoine@insa-rennes.fr.

Particularly, it is devoted to an extensive statistical study of distributions of E_R .

With this purpose, the paper is structured as follows. Section II presents results of appropriate tests for received power in the IETR chamber, and are consistent with the exponential distribution. Section III gives a similar analysis for the electric field and rejects the Rayleigh distribution. Comparative tests are included in order to explain why the Rayleigh distribution could be accepted by some statistical tests. In section IV, adapted statistical tests show that the Weibull distribution with two parameters fits better the experimental behavior of E_R . In the last section, consequences of Weibull distributions for field and received power are drawn on an experimental point of view.

II. TEST OF THE EXPONENTIAL DISTRIBUTION FOR THE RECEIVED POWER AT AN ANTENNA

Generally, many statistical tests are available in order to accept or reject a hypothesis H_0 which claims the samples are from the assumed distribution. The chi-square test is sometimes applied. However, it is not well adapted to the case of a continuous distribution, which is the case of RC measurements. Many publications indicate that the Kolmogorov-Smirnov goodness of fit test is preferred [13]–[15]. In the paper, “KS-Massey” and “KS-Stephens” denote the KS test with critical values from Massey and Stephens, respectively. The Anderson-Darling test gives generally better results because its power is higher than the KS test power. Particularly, this test is more sensitive to the extreme values of the distribution. “AD-Stephens” denotes the AD test using critical values given by Stephens. The reader will find more elements on these goodness of fit tests in Appendix. In particular, it is shown that the classical KS-Massey test, although commonly used, is not appropriate for RC measurements.

In order to compare criteria, simultaneous results from KS-Massey, KS-Stephens and AD-Stephens goodness of fit tests, are provided. Furthermore, samples of size $N = 50, 100, 150$ are tested to evaluate the sensitivity of KS and AD tests with the number of measurements. Before testing, one should be confident in the independence of samples. Systematically, for the tested series of data, the first order autocorrelation function for a shift equal to one step of the stirrer is indicated in the paper.

All experiments are carried out in the IETR reverberation chamber, whose dimensions are $2.9\text{m} \times 3.7\text{m} \times 8.7\text{m}$ which correspond respectively to y, z, x axes of the probe (cf. section III). The LUF is established around 250 MHz, and measurements are performed from 200 MHz up to 1100 MHz, with a 100 MHz step. Particularly, a minimum distance of $\lambda/2$ is respected between each position of the receiver, to get uncorrelated samples according to [16]. The test volume shown on Fig. 1 is far enough from walls and from the stirrer since the distance is at least $\lambda/2$ at the lower frequency. The transmitting antenna (a log-periodic antenna ETS-Lindgren Model 3148: height 6.4 cm, width 85.6 cm, depth (length) 73.7 cm), is placed in

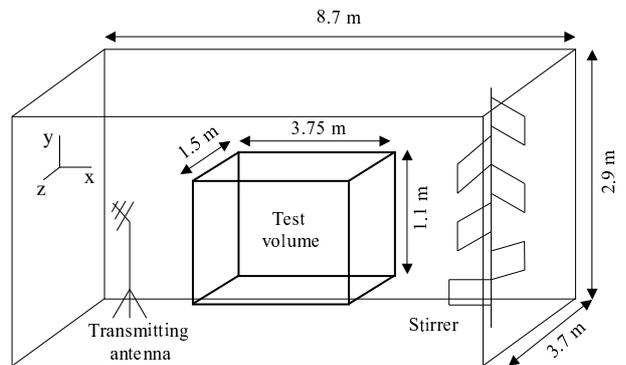


Fig. 1. Test volume at the center of the IETR reverberation chamber.

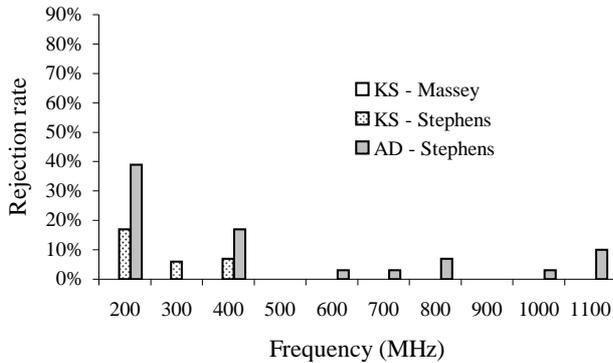
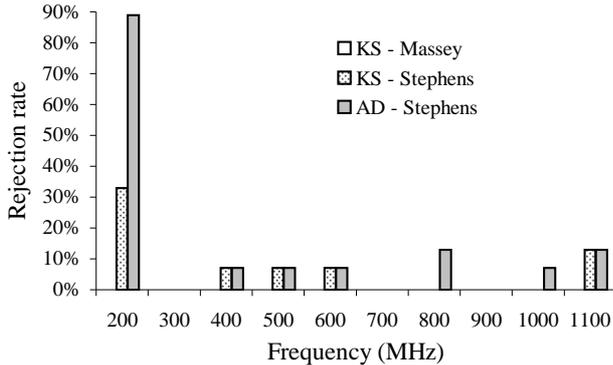
a corner, out of the test volume, and directed through the corner. At each frequency, 30 positions of the receiving antenna (identical to the first one) are taken into account. In addition, from 200 MHz to 300 MHz, a number of 30 stirrer positions is considered (mode-tuned), which makes a number of 900 samples for each frequency. Then above 400 MHz, 50 stirrer positions can be used because data become independent, thus 1500 data are collected at each frequency. That is why for instance, for series of $N = 100$ independent samples, 9 goodness of fit tests can be performed up to 300 MHz, and 15 tests for higher frequencies. Received power is measured by a spectrum analyser. Except for the position of the receiving antenna, measurements are all made automatically.

The values of the first order autocorrelation function ρ , provided in Table I, indicate that samples can be considered as independent in order to be able to use the maximum likelihood method (Appendix) and perform goodness of fit tests.

TABLE I
VALUE OF THE FIRST ORDER AUTOCORRELATION FUNCTION FOR POWER DATA

f (MHz)	200	300	400	500	600
ρ	0.08	0.06	0.02	-0.01	0.02
f (MHz)	700	800	900	1000	1100
ρ	-0.04	-0.01	0.00	0.04	-0.06

In Figs. 2, 3 and 4, results of goodness of fit tests are presented with series of $N = 50$, $N = 100$ and $N = 150$ independent samples, respectively. As part of Fig. 3, above 300 MHz, the exponential distribution is accepted experimentally by the adapted KS-Stephens and AD-Stephens tests. For instance, at 700 MHz, all goodness of fit tests accept the hypothesis H_0 . Therefore, the rejection rate is equal to 0% whatever the criterion used. On the contrary, the exponential distribution is largely rejected at 200 MHz. Moreover, the use of KS-Massey critical values, which are appropriate only for a completely specified distribution indicates wrong results. Indeed, every test accepts the exponential law. In particular, the use of this unadapted criterion entails a bad estimation of the minimum frequency from which the exponential distribution can be


 Fig. 2. Test of the exponential PDF for received power ($N = 50$).

 Fig. 3. Test of the exponential PDF for received power ($N = 100$).

associated with measurements.

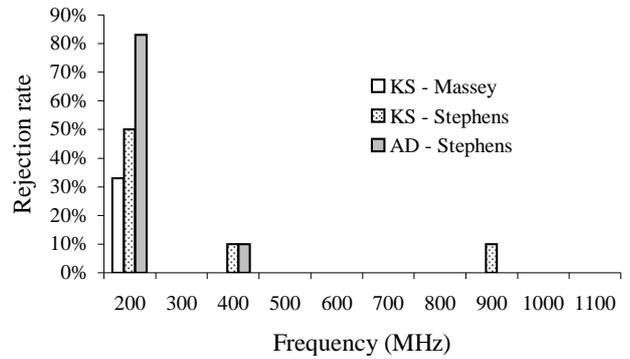
A comparison of Figs. 2, 3 and 4 shows that goodness of fit tests don't seem to be more efficient when N increases, except at 200 MHz. This is coherent with the goodness of fit of the exponential law for the received power. When the exponential law is not adequate, the rejection rate heightens with the number of independent samples. That is characteristic of the power of a test.

When comparing different RC, the data is normalized over the mean value. A similar study over data normalized to the mean before testing, provides exactly the same rejection rates as presented. Furthermore, exactly the same results presented in Figs. 2, 3 and 4 are obtained when the Rayleigh distribution is tested to fit the distribution of the root of received power. This is consistent with Margolin's lemma (Appendix).

Therefore, from experimental measurement, appropriate statistical tests show that the exponential law for received power and the Rayleigh distribution for the root of received power can be accepted from 300 MHz. In the next section, the same analysis is proposed for E_R .

III. TEST OF THE RAYLEIGH DISTRIBUTION FOR E_R

Measurements are performed with an isotropic 3-axis field probe (Hi6005), which supplies the value of each rectangular component. Three orthogonal monopole antennas are used to provide an isotropic reading of the electric field. Each monopole is inscribed in a 32 mm cube shield whose dimensions are approximately: height 10 mm, width


 Fig. 4. Test of the exponential PDF for received power ($N = 150$).

10 mm, length 32 mm. In order to measure fields higher than the sensitivity of the probe, amplifiers are used to cover the same frequency range as for the received power. From 200 MHz to 400 MHz, the field is measured for 30 positions of stirrer and 30 positions of probe. This makes 2700 independent samples of E_R at each frequency. More precisely, making 900 points per axis because data have been analyzed as 3 separate sets with respect to the orthogonal directions x , y and z . From 500 MHz to 1100 MHz, 1500 values per axis are available per frequency since 20 positions of stirrer are added. Thus, up to 90 statistical tests per frequency (30 tests per axis) with series of $N = 50$ independent samples are possible.

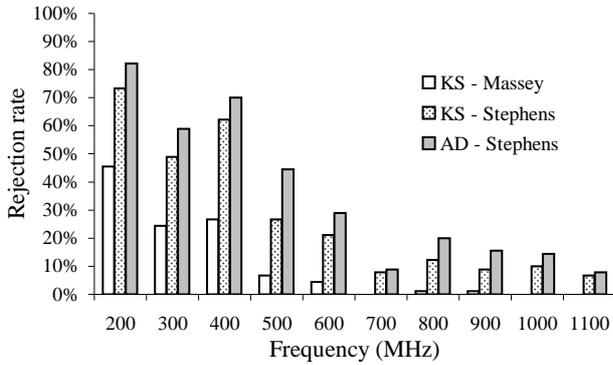
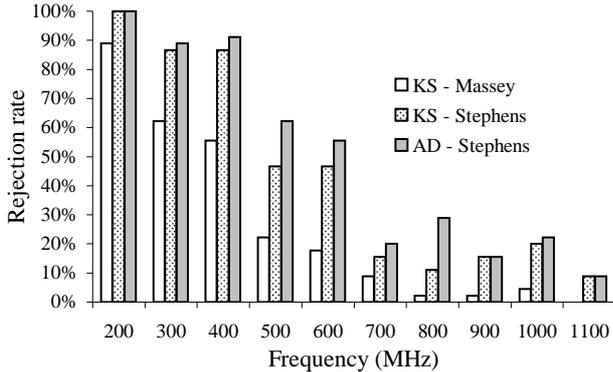
TABLE II
VALUE OF THE FIRST ORDER AUTOCORRELATION FUNCTION FOR E_R
DATA

f (MHz)	200	300	400	500	600
ρ_{E_x}	0.04	0.06	0.04	0.01	-0.03
ρ_{E_y}	0.03	0.04	0.02	0.04	-0.02
ρ_{E_z}	0.07	0.01	0.02	0.04	-0.03
f (MHz)	700	800	900	1000	1100
ρ_{E_x}	-0.01	0.01	-0.01	-0.03	-0.03
ρ_{E_y}	0.03	0.01	-0.05	-0.05	-0.03
ρ_{E_z}	-0.02	-0.06	-0.03	-0.02	-0.05

A complete study of correlation is carried out before practicing goodness of fit tests, and gives confidence in the independence of samples. Table II summarizes for each frequency, the value of the first order autocorrelation function calculated from data.

Figs. 5, 6 and 7 are the result of the large quantity of goodness of fit tests performed with respectively $N = 50$, $N = 100$ and $N = 150$, in order to accept or not the Rayleigh distribution for E_R . It is significant that the Rayleigh distribution is strongly rejected, with a rejection rate largely over 5%, the level of significance. Therefore, the hypothesis H_0 of a Rayleigh distribution does not fit well the behavior of experimental measurements. In the next section, another distribution is proposed and presents a low rejection rate, allowing it to be a better candidate.

From 200 MHz to 600 MHz, rejection rates are very high, whatever the critical value. As far as the KS test

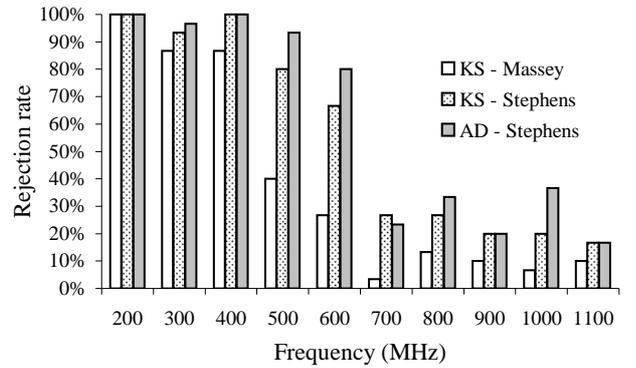

 Fig. 5. Test of the Rayleigh distribution for E_R ($N = 50$).

 Fig. 6. Test of the Rayleigh distribution for E_R ($N = 100$).

is concerned, there is a clear distinction between the biased KS-Massey test, and the correct KS-Stephens one. The smallest rejection rate by Massey indicates that this criterion is too conservative, that is to say it tends to accept more often H_0 . The KS-Stephens test is more appropriate in the case of the Rayleigh distribution and provides higher rejection rates.

The Anderson-Darling goodness of fit test leads to a higher rejection rate, which is consistent with its highest power compared to the KS test. For instance, at 800 MHz for $N = 100$, the KS-Massey test gives only a 2% rejection rate. Therefore, one could unfortunately conclude that the Rayleigh distribution can be accepted. The KS-Stephens test leads to a rejection in 10% of the cases and the AD-Stephens test shows rejection one time out of three.

Figs. 5, 6 and 7 show that the smaller the sample is, the lower the rejection rate becomes. KS-Massey critical values for a completely specified distribution can entail a very small rejection rate for small sample sizes. Thus, it could lead to accept the Rayleigh distribution in cases where it is wrong. In addition, for a large number of independent samples, the KS and AD tests give approximately the same results. However, the AD test has generally the strongest rejection rates. That is why, particularly for small N , the AD test should be preferred since it is a more powerful test, as shown in Fig. 5.

Table III provides measured values for the mean μ and the standard deviation to mean ratio σ/μ for the field magnitude in the three directions of the probe axes sepa-


 Fig. 7. Test of the Rayleigh distribution for E_R ($N = 150$).

rately¹. Even if the chamber is quite elongated, the ratios σ/μ of the three rectangular components are homogeneous at each frequency. In addition, Fig. 8 gives KS-Stephens test results for all three probe axis directions separately and indicates that each rectangular component has the same behavior. Therefore, although the all three axes are analyzed separately, goodness of fit tests results can be gathered as shown in Figs. 5, 6 and 7 without introducing a skew in the analysis.

TABLE III

 MEAN VALUE AND RATIO σ/μ OF EACH RECTANGULAR COMPONENT OF THE ELECTRIC FIELD PER FREQUENCY

Frequency (MHz)	Mean value			Ratio σ/μ		
	E_x	E_y	E_z	E_x	E_y	E_z
200	14.5	20.2	16.9	0.79	0.85	0.83
300	38.8	59.8	40.2	0.71	0.71	0.67
400	25.2	38.5	28.0	0.68	0.72	0.69
500	37.1	50.9	37.3	0.63	0.67	0.63
600	35.5	45.5	38.0	0.64	0.65	0.63
700	32.3	44.3	32.2	0.56	0.57	0.58
800	39.1	49.1	39.3	0.60	0.58	0.58
900	44.5	52.6	44.5	0.58	0.59	0.56
1000	52.5	58.1	47.4	0.59	0.59	0.56
1100	15.3	18.3	15.2	0.53	0.55	0.55

A similar study over data normalized to the mean, provides exactly the same rejection rates as those indicated in Figs. 5, 6 and 7. Also, the same results are exactly obtained when the exponential distribution is tested to fit the distribution of the square of E_R . Thus, experimental results are still consistent with Margolin's lemma.

In order to have significant results when applying goodness of fit tests, an effort was made to provide a large number of statistical results in this paper. In particular, to illustrate the agreement with exponential for the received power and disagreement with Rayleigh for E_R , it is not enough to simply take a single set of data and either accept or reject the assumption.

¹The ratio σ/μ is approximately 0.52 for the Rayleigh distribution.

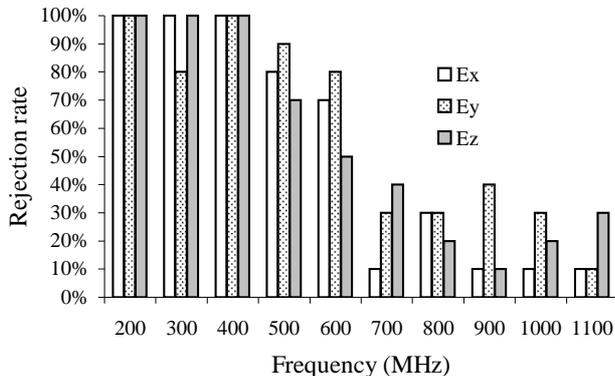


Fig. 8. KS-Stephens test of the Rayleigh distribution for E_R separately ($N = 150$).

Therefore, the reverberation chamber behavior is not so ideal to accept the Rayleigh distribution for E_R . Particularly, one should be careful to select critical values in the practice of goodness of fit tests. Furthermore, because the power of a test grows with the size N , it is more significant to choose a large number of independent samples. Section IV is dedicated to the research of a better adapted function.

IV. GOODNESS OF FIT TESTS FOR THE WEIBULL DISTRIBUTION FOR E_R MEASUREMENTS

The Weibull distribution with two real and positive parameters a and b , is defined by the following probability density function.

$$f(x) = abx^{b-1}e^{-ax^b} \quad (3)$$

a is called the scale parameter and b is the shape parameter. The former is related to the mean value of the distribution, whereas the latter is related to its standard deviation. For particular values of the couple (a, b) , the Weibull function gives the exponential and Rayleigh distribution, as summarized in Table IV. Another property of this distribution is the relationship

$$\frac{\sigma}{\mu} = \sqrt{\frac{2b\Gamma(\frac{2}{b})}{(\Gamma(\frac{1}{b}))^2} - 1} \quad (4)$$

between the standard deviation σ and the mean μ of the PDF, depending only on the parameter b . Γ is the Gamma function. This formula makes the Weibull distribution a good candidate to fit the distribution of E_R . Indeed, as presented in section V, the experimental ratio σ/μ is always shifted in comparison with the Rayleigh distribution.

As far as goodness of fit tests are concerned, one should firstly calculate an estimation of the couple (a, b) . The maximum likelihood method leads to the following system

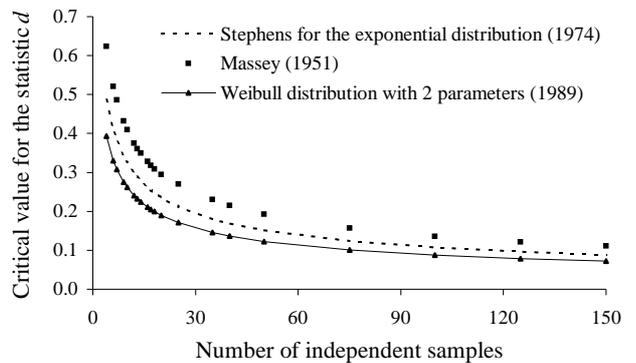


Fig. 9. More severe critical values for the KS test of the Weibull distribution with two parameters at a 5% level of significance.

of two equations:

$$\begin{cases} N = a \sum_{i=1}^N x_i^b \\ N + b \sum_{i=1}^N \ln(x_i) - ab \sum_{i=1}^N x_i^b \ln(x_i) = 0 \end{cases} \quad (5)$$

The analysis of mean normalized data does not take into account the level of power injected in the cavity and thus is particularly interesting in order to compare many reverberation chambers. Furthermore, there is a particular relationship between both parameters in the case of mean normalized data:

$$a = \left[\Gamma\left(1 + \frac{1}{b}\right) \right]^b. \quad (6)$$

In practice, checking this formula can indicate if the estimation of the couple (a, b) has been correctly made.

TABLE IV
WEIBULL PARAMETERS FOR RAYLEIGH AND EXPONENTIAL DISTRIBUTIONS

Weibull (a, b)	Rayleigh distribution		Exponential distribution	
	Measured values	Averaged values ²	Measured values	Averaged values ²
a	$\frac{1}{\theta}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{1}{\theta}$	1
b	2	2	1	1

²It is the case of mean normalized measured values.

Critical values for the KS and AD tests are provided in Table V from a goodness of fit test point of view. The statistics d and A^2 are related to the KS and AD goodness of fit tests, respectively. This work was developed by statisticians for research in the Forest area [17]. Approximated formulas for the critical values were tested for numerous data sets up to 400 observations. The ability of the tests to detect poor fits, that is to say the power of the tests, was studied. Particularly, the Anderson-Darling A^2 statistic appears to be the statistic of choice for testing the goodness of fit of a two parameter Weibull distribution to a set of data.

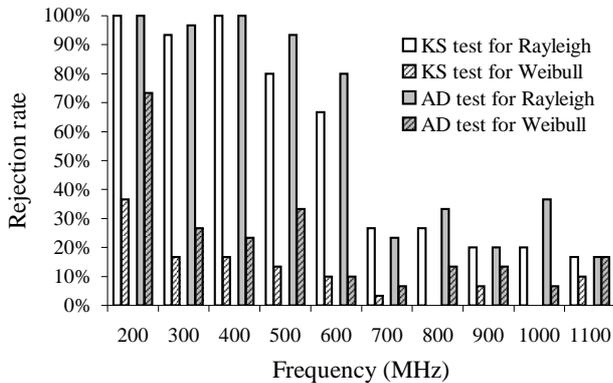


Fig. 10. Goodness of fit tests for a Weibull distribution with two parameters for E_R with $N = 150$.

Fig. 9 draws a comparison between different critical values for a KS test. This indicates that critical values for the Weibull distribution are the lowest. Therefore, the use of Massey or Stephens criteria is not correct in order to test a Weibull distribution with two parameters.

With regard to experimental analysis of a rectangular component of the electric field, KS and AD goodness of fit tests for a Weibull distribution have been carried out, over the same data studied for testing the Rayleigh distribution. Fig. 10 shows that the Weibull distribution fits better the behavior of the electric field than the Rayleigh distribution. The high rejection rate at 200 MHz is coherent with results of statistical tests for received power (Fig. 4). It indicates that the RC is not overmoded

TABLE V
CRITICAL VALUES FOR KS AND AD TESTS OF THE WEIBULL
DISTRIBUTION WITH TWO PARAMETERS

Level of significance	Critical value for $d\sqrt{N}$	Critical value for $A^2 \times \left(1 + \frac{0.2}{\sqrt{N}}\right)$
10%	$0.8265 - \frac{0.1991}{\sqrt{N}}$	0.637
5%	$0.8982 - \frac{0.2216}{\sqrt{N}}$	0.757
1%	$1.0455 - \frac{0.2826}{\sqrt{N}}$	1.038

at this frequency. When KS-Massey critical values are used instead of the correct one of Table V, KS test leads to the acceptance of the Weibull distribution at 200 MHz. With Massey (not shown in Fig. 10), the rejection rate is 10% when the appropriate critical value gives up to 70% for the AD-Stephens test. Therefore, it seems that a Weibull distribution is not correct to model the undermoded reverberation chamber. On the other hand, from 300 MHz, whatever field or received power is considered, the cavity generates a statistically uniform environment. For instance, at 600 MHz, the rejection rate goes from 70% for a Rayleigh distribution to 10% for a Weibull distribution. Furthermore, whatever the test, KS or AD, it seems that for RC analysis, results are generally quite the same even if they originate in very different statistics. At 700 MHz, the experiment has been performed twice, and

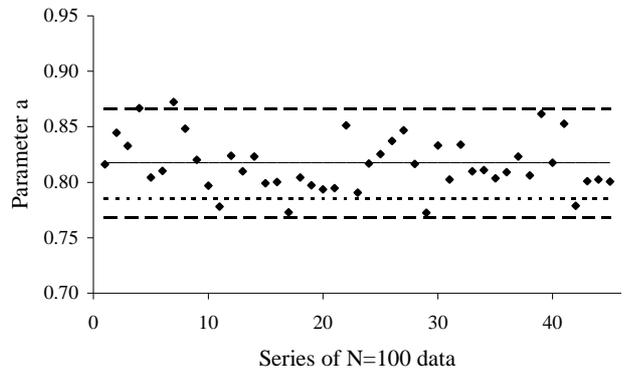


Fig. 11. Parameter a of the Weibull distribution by the maximum likelihood method at 700 MHz for E_R .

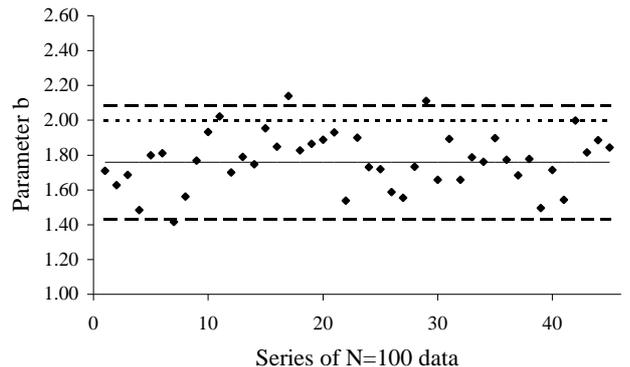


Fig. 12. Parameter b of the Weibull distribution by the maximum likelihood method at 700 MHz for E_R .

gives approximately the same results. On the other hand, received power measurement with amplifier from 700 MHz to 1 GHz was performed. It gives the same results as in section II where no amplifier was used.

Testing for $N = 50$ and $N = 100$ provides also a significant decrease of the rejection rate with the Weibull distribution. This rejection rate is approximately constant when N changes, which is coherent with the goodness of fit of a Weibull distribution. When applying KS and AD statistical tests for a Weibull distribution, over the square of E_R , results are exactly the same as far as the rejection rate is concerned. The same conclusion is drawn for the study of mean normalized values.

Figs. 11 and 12 give distribution of the couple (a, b) for E_R at 700 MHz. These coefficients are related to mean normalized data, and therefore are independent of the power injected in the RC. Because 4500 measures are available, and series of 100 independent samples are tested, a number of 45 values is presented on each graph. Furthermore, the interval $[\mu - 2\sigma; \mu + 2\sigma]$ is indicated in dashed lines with μ and σ respectively the mean and the standard deviation of the 45 calculated parameters. For comparison, the parameters a and b that correspond to a Rayleigh distribution are indicated in dotted line.

A shift clearly appears with respect to the Rayleigh distribution. The physical explanation may be related to the imperfections of the chamber and the dimension of the probe. A well-operating reverberation chamber is limited

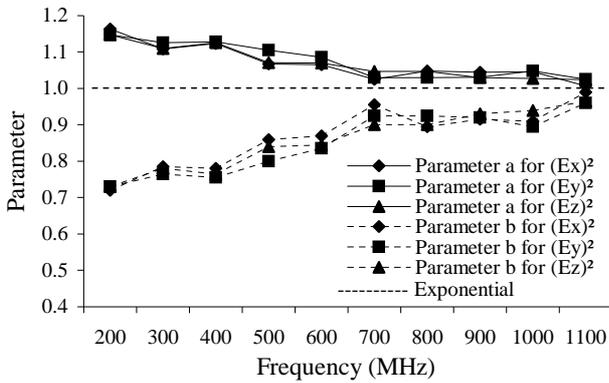


Fig. 13. Weibull Parameters for E_x^2 , E_y^2 , E_z^2 separately, by KS-Stephens test and the maximum likelihood method (per frequency, 30 series of $N = 150$ data tested, *ie.* 10 series per axis).

by the nonzero absorption and finite mode density. The hypothesis is that the imperfections of the reverberation environment compared to the ideal model, are highlighted with a small antenna or probe, whereas they are masked with a large antenna. The effect of size of antenna or field probe over several level crossing statistics of underlying Rayleigh or exponential distribution was mentioned in [12]. For E_R measurements, the probe is a local sensor and the electric field can be considered as constant in the small measurement volume. On the other hand, the log-periodic antenna used to measure the power has larger dimensions than the probe. Therefore, the current distribution cannot be considered as uniform. The antenna is a distributed sensor integrating variations of the electric field over its surface. By integration, the imperfections may compensate themselves and don't affect measurements using large antennas. Good but imperfect physical reverberation environment has already been observed for electric field measurements with a point sensor [18]. Particularly, J. G. Kostas and B. Boverie compared the experimental square of E_R with the exponential distribution. They found good acceptance except for outliers, that is to say values higher than those predicted by the exponential distribution. They added that the reason for outliers was unclear, but may be the result of the measurement being a point measurement. Also, they underlined that an antenna will average the field over its aperture and might "average out" the outliers. Complementary results with power measurements on an intermediate size antenna are provided in section V.

Parameters a and b are calculated by the maximum likelihood method, before any goodness of fit tests. After eliminating values whose series are rejected by goodness of fit test, one can obtain the parameters presented in Fig. 13 for each square rectangular component of the electric field. For each frequency, the averaged values of a and b are found to be the same whatever the goodness of fit test employed, that is to say KS or AD test. Moreover, isotropy is observed on both parameters over the three axis of the chamber. The evolution of both parameters seems to indicate that when frequency increases, the experimental PDF approaches the exponential distribution. Fig. 14 gives

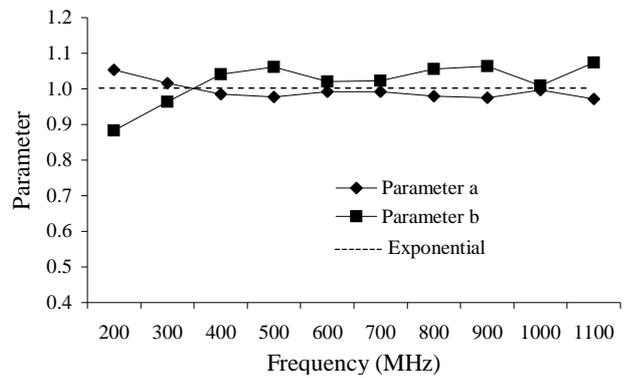


Fig. 14. Weibull Parameters for the received power on the log-periodic antenna, by KS-Stephens test and the maximum likelihood method (per frequency, 10 series of $N = 150$ data tested).

the same analysis for the power received on the log-periodic antenna, used in section II. Above the LUF, the calculated Weibull parameters are those of an exponential distribution which is not the case for the electric field.

Other experimental studies which would determine a couple (a, b) for different reverberation chambers should be instructive in the comparison of these parameters for the electric field. The main difference between the Rayleigh and the Weibull distribution is the value of the second parameter b . Thus, even if exponential function fits well the received power, it seems to be necessary to modify the distribution in order to have good agreement with the behavior of E_R .

In addition, let $X/\langle X \rangle$ be a random variable which is Weibull distributed with two parameters (a_1, b_1) . Then, the quantity $X^2/\langle X^2 \rangle$ is also Weibull distributed, whose parameters (a_2, b_2) are related with the couple (a_1, b_1) by the following expressions:

$$\begin{cases} a_2 = a_1 \times A^{b_1} \\ b_2 = b_1/2 \end{cases} \quad (7)$$

where the coefficient A is calculated by the formula (8).

$$A = \frac{\sqrt{\langle X^2 \rangle}}{\langle X \rangle} = \frac{\sqrt{\Gamma\left(1 + \frac{2}{b_1}\right)}}{\Gamma\left(1 + \frac{1}{b_1}\right)} \quad (8)$$

Experimental values presented for the z axis in Fig. 15 are in total agreement with expressions formulated in (7). For instance, at 500 MHz, the couples $(a_1 = 0.83, b_1 = 1.67)$ and $(a_2 = 1.08, b_2 = 0.83)$ agree with the system of equations (7). That is consistent with the choice of a Weibull distribution for a rectangular component of the electric field.

V. CONSEQUENCES OF WEIBULL DISTRIBUTION FOR FIELD AND RECEIVED POWER WITH REGARD TO MEASUREMENTS IN MODE-STIRRED CHAMBER

When KS-Massey critical values are considered, goodness of fit tests can lead to wrong conclusions with regard

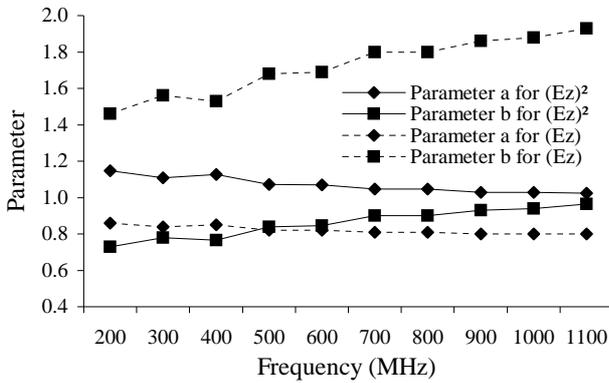


Fig. 15. Weibull Parameters for E_z^2 and E_z , by KS-Stephens test and the maximum likelihood method (per frequency, 10 series of $N = 150$ data tested).

to the theoretical distribution. With appropriate criteria, statistical tests indicate that received power and E_R measurements don't follow exactly the same distribution. But, there is still a common point that is the minimum frequency from which measurement can be considered as a stochastic process. It seems that at 200 MHz, either for received power or E_R , the random field is not established. On the contrary, above 300 MHz, the cavity is a well operated reverberation chamber, whose statistical properties can be used for immunity or emission testing. Thus, using adapted statistical tools, this paper proposes a solution to determine a minimum usable frequency and associated distribution functions. Since the method is directly related to statistical properties from measured data, it should provide good results. This is particularly relevant for calibrating purposes. Furthermore, this can lead to improve the development of simulation models of a RC and the interpretation of simulated data. Results in this paper are provided by KS and AD tests, whose conclusions are very close. The 5% level of significance is commonly adopted in statistical analysis but should be discussed before applying this method in order to find wider acceptance.

Rayleigh function is rejected for E_R , whereas Weibull distribution is accepted by goodness of fit tests. So, between both probability density functions, the statistical mean is shifted and particularly at low frequency, the offset should be significant since the Rayleigh distribution is strongly rejected. The mean of empirical field is consequently better estimated by the mean calculated from a Weibull distribution.

$$\langle x \rangle_{Rayleigh} = \frac{1}{2} \sqrt{\theta \pi} \quad (9)$$

$$\langle x \rangle_{Weibull} = \frac{\Gamma(1 + \frac{1}{b})}{a^{1/b}} \quad (10)$$

In expressions (9) and (10), parameters of theoretical distribution are *a priori* estimated by the maximum likelihood method. Since rectangular components of the electric field are independent [1], the mean value of the electric

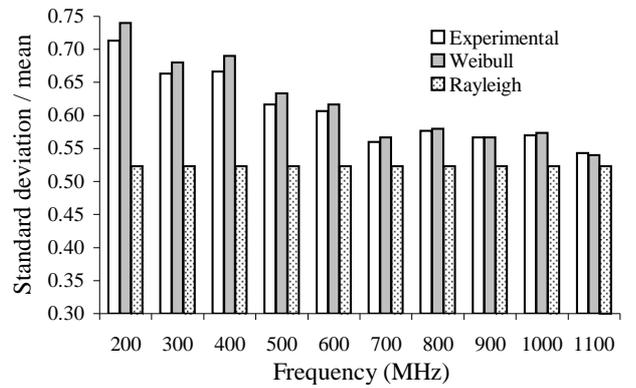


Fig. 16. Ratio σ/μ for E_R .

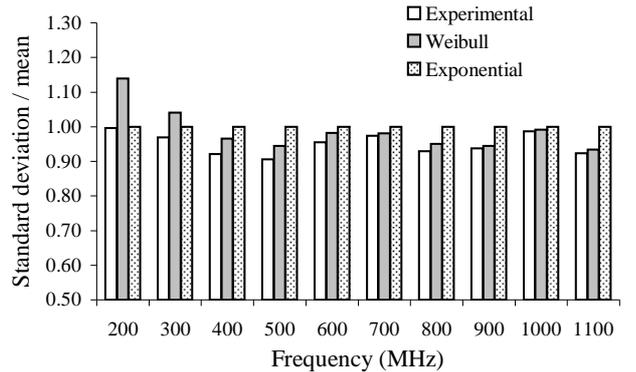


Fig. 17. Ratio σ/μ for the received power on the log-periodic antenna.

field in the test volume is calculated by the relationship:

$$\langle E \rangle = \sqrt{\langle E_x \rangle^2 + \langle E_y \rangle^2 + \langle E_z \rangle^2}. \quad (11)$$

This provides the expression (12) which gives a theoretical formulation of the mean value of the electric field estimated by a non-normalized Weibull distribution.

$$\langle E \rangle_{Weibull} = \frac{\Gamma(1 + \frac{1}{b})}{a^{1/b}} \times \sqrt{3} \quad (12)$$

On the other hand, the ratio σ/μ is changed as shown by the formula (4). That may have a consequence over calibration and uniformity tests. Particularly, a better knowledge of distribution of field, as for received power, can improve calculation of measurement uncertainty. Figs. 16 and 17 draw a comparison, respectively for E_R and for the received power on the log-periodic antenna, between the experimental ratio σ/μ with those calculated by Rayleigh and Weibull distributions. Per frequency, for the experimental and Weibull distributions, the mean ratio σ/μ is based over accepted series by AD test among 30 series of $N = 150$ data. The conclusion is that, for the electric field, Weibull distribution with two parameters gives a better agreement with the empirical ratio σ/μ , than the one provided by Rayleigh distribution. This is consistent with the goodness of fit of a Weibull function, which is acceptable by statistical tests above 300 MHz. Moreover, the central limit theorem applied with 0.52

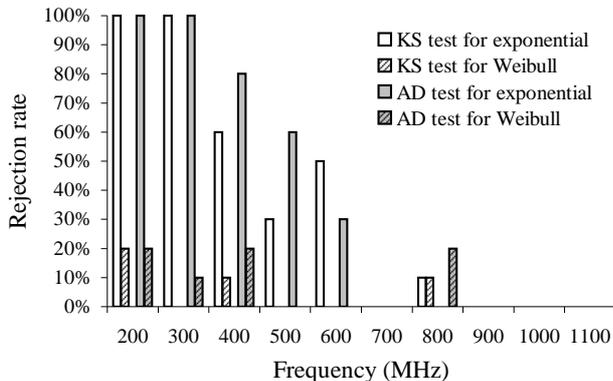


Fig. 18. Goodness of fit tests for a Weibull distribution with two parameters and an exponential distribution, for the power received on the 9.3 cm antenna ($N = 150$).

instead of 0.70 for the ratio σ/μ leads to estimate half of the required number of samples. Let N_1 and N_2 be the numbers of independent samples associated respectively with the Rayleigh and Weibull distributions. Applying the central limit theorem gives the ratio $N_2/N_1 \approx 2$. For the power received on the log-periodic antenna, both the exponential and Weibull distributions fit correctly.

The reason why a Weibull distribution fits well the data is not related to the use of a new RC model. Weibull is suggested and employed here on a purely phenomenological basis, and this does not imply that a valid underlying physical model justifying this distribution necessarily exists. It is considered a good candidate to detect imperfections in the reverberation process. Indeed, Weibull distribution has two parameters while Rayleigh or exponential has only one. The Weibull function matches more easily the standard deviation to mean ratio. Any single parameter distribution is less efficient than a two parameter distribution, especially if one parameter is related to the mean and the other to the standard deviation.

Moreover, the same analysis is presented in Figs. 18, 19 and 20 over the power received on a 9.3 cm long wire antenna. Its dimensions are larger than the probe but smaller than the log-periodic antenna. Below 700 MHz, the exponential distribution is largely rejected by KS-Stephens and AD-Stephens tests as shown in Fig. 18. On the other hand, calculations of the couple (a, b) in Fig. 19 and the ratio σ/μ in Fig. 20 indicate that a Weibull distribution fits better the experiment. On the contrary, above 700 MHz, the experimental distribution agrees with the exponential PDF. Therefore, when the largest dimension of the antenna is greater than $\lambda/4$, the measurements fit correctly the ideal exponential distribution. Thus, this complementary analysis highlights the transition between the Weibull and exponential fittings, which occurs far away from the LUF of the reverberation chamber. Consequently, the hypothesis of the antenna size effect over the measurements statistic seems to be consistent with this additional result.

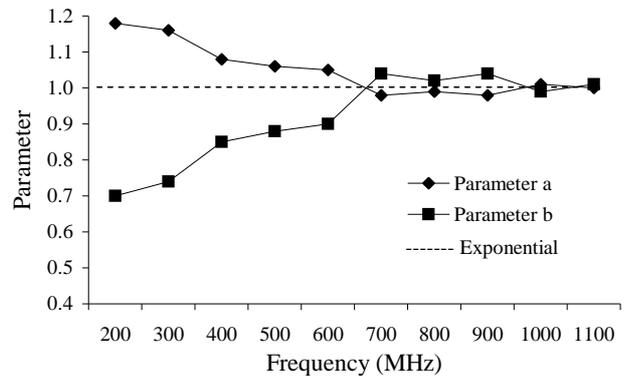


Fig. 19. Couple (a, b) by KS test and the maximum likelihood method, for the power received on the 9.3 cm antenna (per frequency 10 series of $N = 150$ data tested). To compare with Fig. 14.

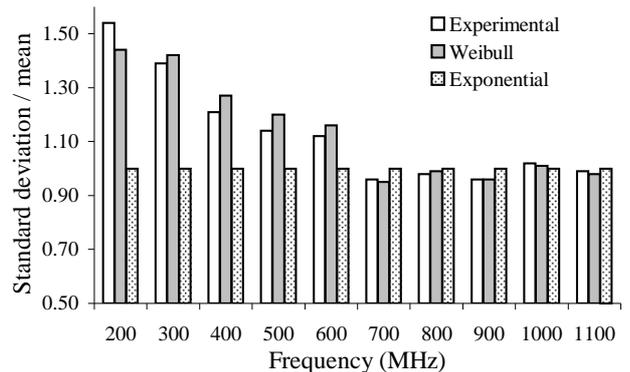


Fig. 20. Ratio σ/μ for the power received on the 9.3 cm antenna.

VI. CONCLUSION

In the RC literature, all experimental goodness of fit tests have been based on KS-Massey criterion. This test is proved to be inadequate in analysing RC data. The reason is that Rayleigh and exponential probability density functions are not completely specified continuous distributions. The unknown θ parameter has to be estimated experimentally. Instead, KS-Stephens and AD-Stephens are discussed as suitable candidates for distributions with estimated parameters. These enhanced statistical tests show that inappropriate critical values lead to a bad estimation of the minimum frequency, for which the received power at an antenna follows an exponential distribution. As far as a rectangular component of the electric field is concerned, this paper concludes that the exponential and Rayleigh distributions commonly accepted, are rejected with a large rejection rate. Due to the large aspect ratios of the chamber, other similar studies should be instructive in order to make these new results universal. Observation of non Rayleigh distributed E_R fields and exponentially distributed received power cannot be performed with the same sensor. It is usually a local sensor for E_R and a non local sensor for the received power. The paper does not state that underlying physical model of RC is wrong. Non Rayleigh distribution observed may be attributed to the imperfections of a real RC which is of course not so ideal. The hypothesis is that the imperfections

of the chamber, with respect to the ideal model, may affect only measurements with a local sensor whose size is not large enough compared to the wavelength. As L. R. Arnaut wrote in [12], the effect of nonzero sensor may mask an actual poor reverberation performance. For E_R measurements, the probe is a local sensor and the electric field can be considered as constant in the small measurement volume. On the other hand, the log-periodic antenna used to measure the received power has larger dimensions than the probe. For this non-local sensor, the current distribution cannot be considered as uniform. Therefore, the imperfections of the reverberation environment may compensate themselves by integrating the current over the antenna surface. Further investigations with power measurements on an intermediate size wire antenna show that the exponential distribution is not accepted until the wavelength is sufficiently small compared to the antenna dimensions. Furthermore, except when the cavity is undermoded, an E_R Weibull distribution shows better agreement with appropriate goodness of fit tests. As far as the ratio σ/μ is concerned, the Weibull distribution gives values very close to the experiment. Evolutions of ratio σ/μ , parameters a and b , and the rejection rate with frequency suggest that the E_R PDF approaches the Rayleigh distribution when frequency increases. All these elements can have consequences over the working analysis of a RC, particularly at low frequency, and over field measurement uncertainties. To our knowledge, such results are presented for the first time. We have reported them following an intensive and rigorous statistic analysis on a large collection of data. The RC Community is greatly encouraged to replicate this analysis in other chambers in order to release these results from possible sources of discrepancy. No new theoretical basis are brought for the use of a Weibull distribution. Consequently future efforts that might help explain some of these results have to be pursued, such as experiments at more frequencies or using different antennas of various lengths or shapes.

APPENDIX

TESTING RAYLEIGH AND EXPONENTIAL DISTRIBUTIONS USING KS AND AD GOODNESS OF FIT TESTS

Let the observed cumulative step-function of a sample be

$$S_N(x) = \frac{k}{N} \quad (13)$$

where k is the number of observations less than or equal to x , and N the number of independent observations. The Kolmogorov-Smirnov statistic d is the absolute maximum deviation between the theoretical distribution $F(x)$ and the empirical one.

$$d = \max|F(x) - S_N(x)| \quad (14)$$

A comparison with a critical value gives the conclusion about the rejection of H_0 .

With goodness of fit tests, one generally associates a first order error α and a second order error β . Given samples

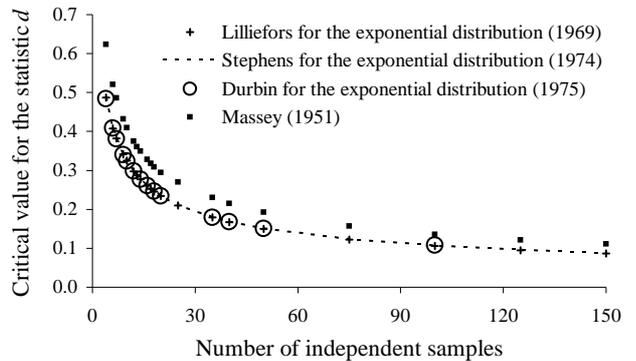


Fig. 21. Critical values for the KS test at a 5% level of significance.

from the assumed distribution, α is the probability that the test will claim that the data is not from the assumed distribution. In common practice, $\alpha = 5\%$ and defines the level of significance of the test. The second order error is the probability β of accepting a wrong hypothesis. The power of a test, which is simply $1 - \beta$, increases when the number of independent samples grows. That is the reason why it is more significant to consider a large number of independent samples.

If the value of d exceeds the critical value $d_\alpha(N)$ provided in tables, one rejects the hypothesis that the observations are from the theoretical population. However, the classical KS test, or KS-Massey, is a means of testing whether a set of observations are from some completely specified continuous distribution $S_N(x)$. When certain parameters of the distribution must be estimated from the sample, such as those obtained from reverberation chamber measurements, then the standard KS test no longer applies. The reason is that the tabulated critical values of Massey proposed in 1951 and commonly used are not appropriate [13]:

$$d_{\alpha=5\%}(N) = \frac{1.36}{\sqrt{N}} \quad (15)$$

Adapted critical values should be employed, in order to take into account the estimation of one or more parameters. In the case of the exponential distribution, many authors [15], [19]–[21] have confirmed critical values given in Table VI. It seems that, one can be confident in these critical values at least for N going up to around 150 independent samples. In Fig. 21, critical values for the statistic d according to Massey and the ones adapted to test the exponential distribution are compared. It is clear that the use of critical values (15) entails more often the acceptance of the hypothesis H_0 .

As far as the Rayleigh distribution is concerned, the same critical values as for the exponential distribution can be used. Margolin [21] gives the solution with the lemma provided further in the Appendix. Moreover, between a Rayleigh distribution and an exponential one, both the $\hat{\theta}$ estimators are equal. The most relevant point of Margolin's Lemma is that testing the Rayleigh distribution on a sample is equivalent to testing the exponential distribution on the square of the sample.

TABLE VI

CRITICAL VALUES FOR THE KOLMOGOROV-SMIRNOV GOODNESS OF FIT TEST OF THE EXPONENTIAL DISTRIBUTION

Stephens (1974)	Critical value for $(d - \frac{0.2}{N})(\sqrt{N} + 0.26 + \frac{0.5}{\sqrt{N}})$				
α	0.15	0.1	0.05	0.025	0.01
Critical value	0.926	0.990	1.094	1.190	1.308

The expression of the Anderson-Darling statistic, also called A^2 , is given by the following relationship:

$$A^2 = -\frac{\sum_{i=1}^N (2i-1) \left[\ln F(x_i) + \ln(1 - F(x_{N+1-i})) \right]}{N} - N \quad (16)$$

where the experimental values x_i are sorted in the ascending order. Similarly to the KS test, critical values, to be compared with A^2 , depend on the type of distribution tested. Critical values for the modified statistic $A^2(1 + \frac{0.6}{N})$ are presented for the exponential case in Table VII where the θ parameter is estimated by the maximum likelihood method. If the value of the modified statistic exceeds the critical value, one rejects the hypothesis that the observations are from an exponential distribution.

TABLE VII

CRITICAL VALUES FOR THE ANDERSON-DARLING GOODNESS OF FIT TEST OF THE EXPONENTIAL DISTRIBUTION

Stephens (1974)	Critical value for $A^2(1 + \frac{0.6}{N})$				
α	0.15	0.1	0.05	0.025	0.01
Critical value	0.922	1.078	1.341	1.606	1.957

It is important to note that critical values for an AD goodness of fit test of the Rayleigh distribution, are exactly the same as the ones for testing the exponential distribution by an AD test.

ESTIMATION OF THE θ PARAMETER FOR RAYLEIGH AND EXPONENTIAL DISTRIBUTIONS

The maximum likelihood method must be used to estimate the θ parameter of the assumed Rayleigh or exponential distribution, in order to be in agreement with the calculation of critical values. The estimation $\hat{\theta}$ of the unknown θ parameter will be the value of θ which gives for the sample, the highest probability, or likelihood, to be expected. Let $L(X_1, \dots, X_N, \theta)$ be the probability to get the independent sample X_1, \dots, X_N when the parameter is θ . The estimator $\hat{\theta}$ is calculated by the implicit relationship

$$\frac{\partial \ln L(X_1, \dots, X_N, \hat{\theta})}{\partial \theta} = 0. \quad (17)$$

In the case of a continuous random variable X , the likelihood function is the product of the probability density

functions $f(X_i)$ of each independent observation i .

$$L(X_1, \dots, X_N, \theta) = \prod_{i=1}^N f(X_i) \quad (18)$$

Starting from the expressions (1) and (2) of the probability density functions respectively for the Rayleigh and exponential distribution, each estimator of the θ parameter can be calculated.

$$\hat{\theta}_{Rayleigh} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2 \quad (19)$$

$$\hat{\theta}_{exponential} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (20)$$

For a Rayleigh distribution, the θ parameter is the square mean of the observations, whereas for the exponential one, θ is simply the mean of the observations.

MARGOLIN'S LEMMA

Let X_1, \dots, X_N be a sample of a population whose distribution $F_X(X, \theta)$ has an estimator $\hat{\theta}$ by the maximum likelihood method. Let $Y_i = g(X_i)$ for $i = 1, \dots, N$ with g a monotonic transformation without added parameters, with inverse g^{-1} . Then, the value of the statistic $d(\hat{\theta}(Y))$ based on Y_1, \dots, Y_N is equal to the value of $d(\hat{\theta}(X))$ based on the sample X_1, \dots, X_N . Therefore, both statistics have the same distribution. In particular, if g is a monotonic increasing transformation, then for all i , $F_Y(Y_i, \theta)$ is equal to $F_X(X_i, \theta)$. In the case of X which follows an exponential distribution, the random variable Y is Rayleigh distributed with g an increasing monotonic transformation according to the relationship:

$$X = g^{-1}(Y) = Y^2 \quad (21)$$

Moreover, between a Rayleigh distribution and an exponential distribution, both the estimators $\hat{\theta}$ are equal.

$$\hat{\theta}(Y) = \hat{\theta}(X) \quad (22)$$

In his publication from 1976 [21], Margolin added that the invariance of the lemma can be extended to many statistics based on $F_X(X_i, \theta)$, as the numerous statistics of goodness of fit test considered by Stephens [15].

REFERENCES

- [1] D. A. Hill, "Plane wave integral representation for fields in reverberation chambers," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 40, no. 3, pp. 209–217, Aug. 1998.
- [2] C. F. Bunting, "Statistical characterization and the simulation of a reverberation chamber using finite-element techniques," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 44, no. 1, pp. 214–221, Feb. 2002.
- [3] G. Orjubin, E. Richalot, S. Mengué, and O. Picon, "Statistical model of an undermoded reverberation chamber," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 48, no. 1, pp. 248–250, Feb. 2006.
- [4] P. Corona, "Reverberating chamber electromagnetic field in presence of an unstirred component," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 42, no. 2, pp. 111–115, May 2000.

- [5] N. K. Kouveliotis, P. T. Trakadas, and C. N. Capsalis, "Theoretical investigation of the field conditions in a vibrating reverberation chamber with an unstirred component," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 45, no. 1, pp. 77–81, Feb. 2003.
- [6] L. R. Arnaut, "Compound exponential distributions for undermoded reverberation chambers," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 44, no. 3, pp. 442–457, Aug. 2002.
- [7] G. J. Freyer, T. H. Lehman, J. M. Ladbury, G. H. Koepke, and M. O. Hatfield, "Verification of fields applied to an EUT in a reverberation chamber using statistical theory," in *Proc. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, vol. 1, Denver, USA, Aug. 1998, pp. 34–38.
- [8] J. M. Ladbury, G. H. Koepke, and D. Camell, "Evaluation of the NASA Langley Research Center mode-stirred chamber facility," United States Department of Commerce," NIST Tech. Note 1508, Jan. 1999.
- [9] L. R. Arnaut and P. D. West, "Evaluation of the untuned stadium reverberation chamber using mechanical and electronic stirring techniques," Center for Electromagnetic Metrology, Nat. Phys. Laboratory, United Kingdom," NPL Report CEM 11, Aug. 1998.
- [10] K. Harima, "Statistical characteristics of average, median, and maximum E-field distributions in reverberation chamber," in *EMC Europe*, Eindhoven, The Netherlands, Sept. 2004, pp. 750–755.
- [11] S.-P. Yu and C. Bunting, "Statistical investigation of frequency-stirred reverberation chambers," in *Proc. IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Boston, USA, Aug. 2003, pp. 155–159.
- [12] L. R. Arnaut, "Effect of local stir and spatial averaging on measurement and testing in mode-tuned and mode-stirred reverberation chambers," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 43, no. 3, pp. 305–325, Aug. 2001.
- [13] F. J. Massey, "The Kolmogorov-Smirnov test for goodness of fit," *Journal of the American Statistical Association*, vol. 46, pp. 68–78, 1951.
- [14] H. W. Lilliefors, "On the Kolmogorov-Smirnov test for normality with mean and variance unknown," *Journal of the American Statistical Association*, vol. 62, pp. 399–402, June 1967.
- [15] M. A. Stephens, "EDF statistics for goodness of fit and some comparisons," *Journal of the American Statistical Association*, vol. 69, no. 347, pp. 730–737, Sept. 1974.
- [16] D. A. Hill and J. M. Ladbury, "Spatial-correlation functions of fields and energy density in a reverberation chamber," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 44, no. 1, pp. 95–101, Feb. 2002.
- [17] J. W. Evans, R. A. Johnson, and D. W. Green, "Two- and three-parameter Weibull goodness-of-fit tests," Forest Products Laboratory, Forest Service, United States Department of Agriculture," Research Paper FPL-RP-493, Nov. 1989.
- [18] J. G. Kostas and B. Boverie, "Statistical model for a mode-stirred chamber," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 33, no. 4, pp. 366–370, Nov. 1991.
- [19] H. W. Lilliefors, "On the Kolmogorov-Smirnov test for the exponential distribution with mean unknown," *Journal of the American Statistical Association*, vol. 64, pp. 387–389, Mar. 1969.
- [20] J. Durbin, "Kolmogorov-Smirnov tests when parameters are estimated with applications to tests of exponentiality and tests on spacings," *Biometrika*, vol. 62, no. 1, pp. 5–22, 1975.
- [21] B. H. Margolin and W. Maurer, "Tests of the Kolmogorov-Smirnov type for exponential data with unknown scale, and related problems," *Biometrika*, vol. 63, no. 1, pp. 149–160, 1976.



Christophe Lemoine received the Diplôme d'Ingénieur degree from Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace (SUPAERO), Toulouse, France, in 2004. He is currently pursuing the Ph. D. degree in electronic from INSA of Rennes. His current research interest includes new theoretical and experimental approaches of mode-stirred chambers for EMC and antenna measurement applications.



Philippe Besnier (M'04) received the diplôme d'ingénieur degree from Ecole Universitaire d'Ingénieurs de Lille (EUDIL), Lille, France, in 1990 and the Ph. D. degree in electronics from the university of Lille in 1993. Following a one year period at ONERA, Meudon as an assistant scientist in the EMC division, he was with the Laboratory of Radio Propagation and Electronics, University of Lille, as a researcher at the Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS) from 1994

to 1997. From 1997 to 2002, he was the Director of Centre d'Etudes et de Recherches en Protection Electromagnétique (CERPEM) : a non-profit organization for research, expertise and training in EMC, and related activities, based in Laval, France. He co-founded TEKCEM in 1998, a private company specialized in turn key systems for EMC measurements. Since 2002, he has been with the Institute of Electronics and Telecommunications of Rennes, Rennes, France, where he is currently a researcher at CNRS heading EMC-related activities such as EMC modeling, electromagnetic topology, reverberation chambers, and near-field probing.



M'hamed Drissi (SM'90) received the Ph.D. degree in electronics from INSA of Rennes in 1989 and the HDR degree in 1997 from the University of Rennes 1, France. From 1986 to 1991, he was a research engineer at the National Centre of Telecommunications of FT-R&D, where he was involved in electromagnetic modelling and EMC of the electronics equipments. In 1991, he joined INSA of Rennes, where he is currently a full professor and director of research of INSA of Rennes.

He is also responsible of the Master of Research degree on electronics and communication systems. His research activities deal with the electromagnetic modelling and the design of antennas and the associated circuits, the electromagnetic compatibility of complex electronic systems, and the near-field characterization. His research interests include CAD of high-speed and MMIC circuits, neuronal modeling and simulation of high-speed interconnecting, and nonlinear circuits. These research activities are published in more than one hundred communications and publications in international reviews and patents. He chairs the French chapter of IEEE Antennas and Propagation Society.

Electromagnetic Topology: An Additional Interaction Sequence Diagram for Transmission Line Network Analysis

Philippe Besnier, *Member, IEEE*

Abstract—The electromagnetic analysis of complex transmission line networks requires sophisticated modeling tools. Although the existing ones are useful, handling real-scale networks is still a challenge, hence requiring additional analysis tools. A new interaction sequence diagram called the coupling order graph (COG), which is able to quantify further approximations in complex situations, is presented. Its construction is based on the conventional interaction sequence diagram of electromagnetic topology (EMT). In this diagram, vertices are physical wires, and edges account for the interactions between them. This is an oriented graph that describes a source–victim interaction sequence. Introducing a weak coupling approximation, this interaction sequence appears as a set of parallel paths. Prior to any calculation, each of these paths may be analyzed in terms of bounded topological S parameters and its number of associated edges. An approximate answer is then obtained through the aggregation of predominant paths only. We illustrate the COG advantages through an arbitrarily chosen example. It is shown that approximate evaluations can be obtained from the subnetworks that are far simpler than the original one. In addition, we provide an example of a criterion that quantifies this approximation.

Index Terms—Electromagnetic topology (EMT), interaction sequence diagram, transmission line networks.

I. INTRODUCTION

THE propagation of interferences through wire networks is one of the most important research topics in the field of electromagnetic compatibility (EMC) in many industrial environments (cars, aeronautics, transport systems, intelligent buildings, etc.). Wiring is a key issue in EMC evaluation, and its weightage is increasing with the high demand in electronics functions together with the application of high-level EMC standards. This is typically the case in vehicles. Several tens of kilometers of these wires are nowadays present in many of the vehicles such as in aircraft or cars.

The EMC modeling tools at the wiring level help to predict the levels of interference and thus provide assistance in selecting the appropriate cabling routes and types as well as appropriate protection devices. Many such tools have been developed in recent years and are easily available nowadays. Since most of these support the transmission line theory, the frequency-band analysis is limited by the validity of the inherent quasi-transverse electromagnetic (TEM) approximation. This

has been assumed by many users as the embedded wirings are placed at a reasonable distance from the conducting structures. Therefore, quasi-TEM approximation is applied to a frequency range of up to hundreds of megahertz. Different solutions have been proposed to handle, more specifically, the complex cable networks such as interconnected chain matrices [1], Spice-based [2], [3] (Bergeron's model) tools, and electromagnetic topology (EMT) [4]–[6]. Among these equivalent methods, EMT owns the specific advantage to deal directly with the waves (combination of voltage differences and currents) that propagate and scatter inside the network. Compacting the parts of the network through the calculations of scattering parameters at an equivalent junction is easy to perform [7]. The EMT-based tools enable versatility and modularity. Their efficiency was proved in many specific situations, for example, to deal with the nonuniform transmission lines [8]–[10] or calculation of the electromagnetic field interaction in rather complex situations [11], [12].

All these computations are based on an *a priori* knowledge of positions and electromagnetic characteristics of wires, at least with some approximations. Obviously, in a real-world environment, even such an approximate knowledge cannot be systematically recovered from documents or computer-aided design (CAD) files. It is well known, for example, that wirings in CAD are defined by the surrounding tubes and their points of interconnections. Moreover, at early design stages when computation is considered to be useful, it is not cumbersome to deal with the various parameters that are not yet known, such as equivalent input impedances of equipments. In other words, lack of knowledge and uncertainties are an obstacle in carrying out direct computations. There is a need for a strategy that has been already identified by several authors.

Vetri and Costache [13] introduced an electromagnetic interaction tool, starting from the EMT interactive sequence diagram, where calculations are based on fuzzy attributes of the scattering parameters. The interactions are then estimated using specific development tools associated with the expert systems. Attributing the bounding values of transfer functions to some unknown parameters could also be a solution [14], although the challenge lies in finding reasonable values for them [15]. Another way to investigate these problems is to consider some unknowns of the problem as random variables, introducing their probability density functions (PDFs). As a result, the probability of failures would also appear as PDFs. Some techniques such as the kriging method were introduced to estimate these PDFs with efficiency [16]. A design engineer would then be committed to

Manuscript received January 10, 2006; revised April, 20, 2006.

The author is with the Institute of Electronics and Telecommunications of Rennes, University of Rennes, Rennes 35043, France (e-mail: philippe.besnier@insa-rennes.fr).

Digital Object Identifier 10.1109/TEMC.2006.882866

perform a risk analysis such as those performed by the system reliability specialists.

However, it is to be noted that the EMT theory introduces some rather useful approximation at the system level, where the Maxwell three-dimensional (3-D) codes are used to calculate the field distributions. It does not introduce any further approximations (other than those that may have been implicitly applied for establishing the interaction sequence diagram) for cable networks, which are considered as unique topological volumes. To the best of our knowledge, no operating tools have been introduced in order to reduce the complexity of the EM interaction analysis once the initial topological description is provided. The purpose of this paper is precisely to introduce a new method for applying further approximations based on the definition of a new interaction graph. Section II presents the concept of this graph, called the coupling order graph (COG), which is an additional interaction sequence graph representing the EM interactions at the wiring level. The way in which some interactions in this graph can be neglected is presented. Section III illustrates and validates the calculations based on the COG, while Section IV discusses the decision criterion for neglecting the nonpredominant paths. It is shown in particular that the COG analysis enables us to perform approximate calculations through the calculation of simple partial networks, which represent the predominant paths. Finally, Section V is devoted to some specific cases for which such a procedure has to be carefully applied.

II. COG—MAIN DEFINITIONS

A. Main Features of a Classical Analysis

As stated earlier, in a conventional topological description, wirings are cable bundles interconnected with each other through appropriate matrix representations. In EMT, bundles of uniformly coupled transmission lines are connected through junctions. A unique topological interference sequence (a set of tubes and junctions) is produced, irrespective of the source location and point of observation in the network. As a result, the interference propagation in the time-harmonic domain is solved through the resolution of a matrix equation, i.e., a Baum, Liu, Tesche (BLT) equation, if EMT formalism is applied [4], the dimension of which is equal to twice the sum of the individual wires taken over all the tubes. The BLT equation depicts the propagation of currents and voltages over the transmission lines in terms of the combined forward and backward voltage/current waves. It is a very convenient way to handle complex transmission line networks as experimentally illustrated in [7], [8], [11], and [12]. Solving this equation yields steady-state information any place in the network. No discrimination is made among the different coupling paths that are responsible for a given level of interference somewhere in the network. The final response to the initial stimuli is a global one. The COG is introduced with the aim of breaking up this initial topological description into a simpler, although approximate, one.

B. COG—Definition

The COG presented later is associated with both the source location and the observation point. Indeed, it is assumed that one

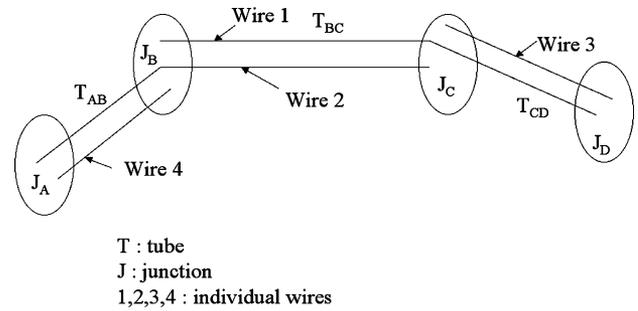


Fig. 1. Example of an EMT interaction sequence diagram.

is not interested in evaluating the interference level all over the place but only at some specific locations for which the critical functions have to be looked at carefully.

The COG is an additional topological description strongly associated with the conventional EMT interaction sequence diagram. The use of this graph may be useful for identifying the respective contributions of the predominant paths, restricting the analysis, as illustrated in Section IV. In that sense, it offers an alternative way for calculating the interactions once the EMT interaction sequence diagram is established.

The COG is defined by the following three rules.

Rule 1: Each vertex of the COG represents a physical wire, which makes a connection between the two end impedances. In that sense, it may belong to at least one or more tubes of a conventional EMT interaction sequence diagram.

Rule 2: An edge between the two vertices takes place, if and only if the two related wires are coupled together on some length in a piece of coupled transmission lines.

Rule 3: The COG is built up following Rules 1 and 2, starting from the wire (or set of wires) on which the source is attached.

A systematic way for building a COG is to start with the EMT sequence diagram. This initial description is obviously the result of an expert analysis. The resulting tube-junction model is considered to be valid at least with a reasonable approximation so that the interactions between any of the wires in the topological description can be analyzed. Our purpose is not to discuss these approximations but to introduce an alternative analysis instead of directly applying the BLT equation formalism over the entire network.

Let us build up a COG from the example of the interaction sequence diagram of Fig. 1. Tubes are directly represented by their inner wires, and junctions appear as connections between the wires. Thus, four physical wires are identified and labeled from Fig. 1. These are the four vertices of the COG. Suppose a source is attached on wire 1. As per rule 3, wire 1 is the top vertex of the graph. Following rule 2, the COG associated with the diagram of Fig. 1 is easily built up. The resulting graph appears in Fig. 2.

The COG offers a complementary vision of the interactions between the cables and cannot be substituted for the conventional EMT interaction sequence diagram.

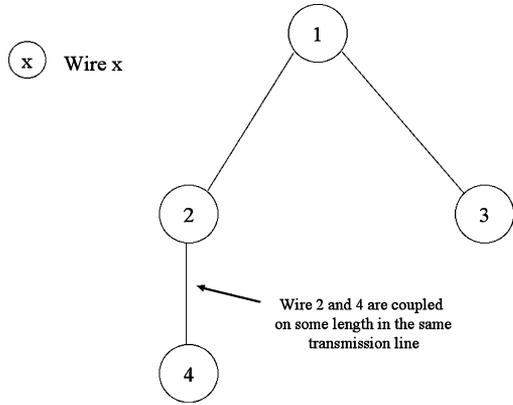


Fig. 2. COG associated with the EMT interaction sequence diagram of Fig. 1.

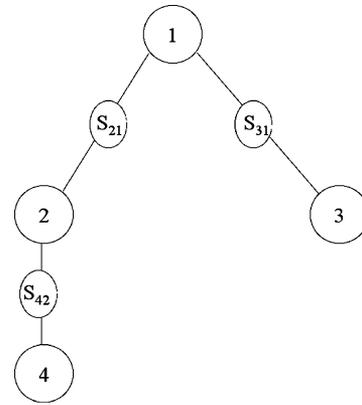


Fig. 4. COG of Fig. 2 with the addition of scattering nodes (S_{21} , S_{31} , S_{42}) defining the relations between the waves coming from the wire nodes.

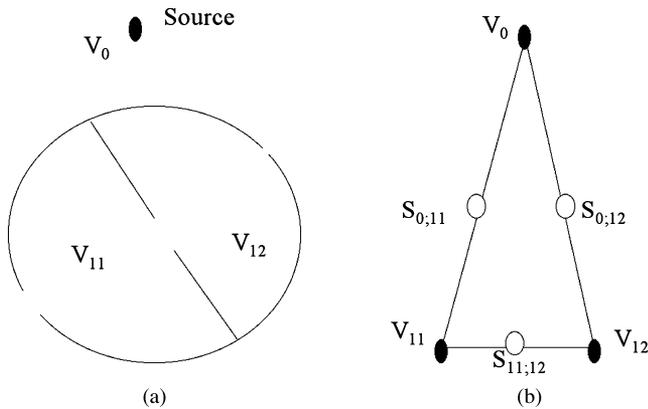


Fig. 3. Interference of an external source with a system. (a) A topological diagram. (b) Corresponding interaction graph.

C. COG—Foundations and Purposes

EMT is a general theory, the purpose of which is to calculate the propagation of sources of interference in an approximate but much simpler way than that of a conventional method. The junction-tube representation at the wires' level has an equivalent interaction graph at the level of a structure (airplane, car, building, etc.) for which the propagation of electromagnetic interference has to be calculated. A typical situation is that of Fig. 3(a), where a structure is illuminated by a source located in the external volume V_0 . Volumes V_0 , V_{11} , and V_{12} are separated by boundaries that are considered as good shields with respect to the source spectral content. Then, the corresponding EMT interaction sequence diagram is given in Fig. 3(b), where $[S_{0;11}]$, $[S_{0;12}]$, and $[S_{11;12}]$ are topological scattering matrices that represent the transfer functions between the propagating wave vectors [5], [6]. If norms of $S_{0;11}$, $S_{0;12}$, and $S_{11;12}$ are such that

$$\| [S_{0;11}] \| \| [S_{11;12}] \| \ll \| [S_{0;12}] \| \quad (1)$$

$$\| [S_{0;12}] \| \| [S_{12;11}] \| \ll \| [S_{0;11}] \| \quad (2)$$

then the interferences in volumes V_{11} and V_{12} , due to the source in V_0 , may be calculated independently. This is the good shielding approximation. The purpose of the COG is to introduce such an approximation at the cable networks level so that further

approximations can be applied once the classical EMT interaction sequence diagram is established.

A weak coupling approximation is originally embedded in the EMT formalism. Its application is particularly presented in the literature at the structures' level, in terms of good shielding hypothesis. At the cables' level, the situation is different. A topological description of a cable network may be established once some weak coupling approximations are applied. Thus, parts of the network may not be considered because the EM interaction with them is supposed to be negligible. The resulting topological description consists of a set of tubes and junctions (see the example in Fig. 1) forming a unique topological volume. However, it would be convenient to further reduce its complexity. To do so, other approximations are required. In a conventional EMT interaction diagram for cable networks, such approximations are not so easily identified, since the scattering parameters at the junctions are not the natural boundaries for EM energy. This is typically the case for junctions that interconnect different cables in the same bundle going in different directions. To the best of our knowledge, no specific tools or methods have been proposed in the literature to determine if some approximations are applicable.

The COG has been specifically built up to introduce such approximations as shown later. The COG definition enables the assimilation of each vertex or wire as a topological volume. Along a wire (within a vertex of the COG), the energy propagates even with negligible losses. Interactions between the wires account for mutual coupling inside the transmission lines. Therefore, only limited energy is transmitted from a vertex to another, and we may define the natural boundaries between these nodes. In Fig. 4, the scattering nodes are added to the initial COG example of Fig. 2. In this way, it will be shown that the COG may support some approximations, which are equivalent to the good shielding approximation at the systems' level. To do so, an estimate of the norms of the topological scattering parameters is required. This can be achieved through the equivalent junction of Fig. 5 that describes a generic transfer function from a single transmission line to a system of two coupled transmission lines. The source is attached on port 1' on the left-hand side of an idealized junction with zero length and ideal connections.

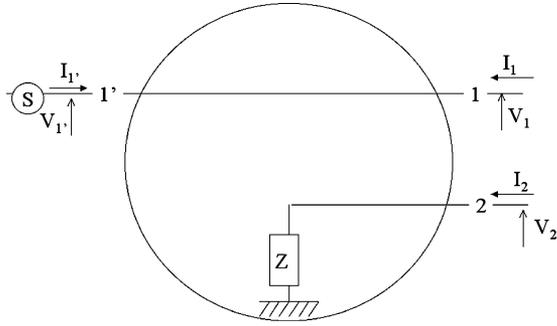


Fig. 5. Elementary junction for calculating topological S parameter S_{21} for a source attached to wire 1 and coupled to wire 2.

On the right-hand side of the junction, wires 1 and 2 are coupled transmission lines. Wire 2 is terminated in the junction by an arbitrary impedance Z that represents an equivalent end impedance of wire 2. The topological scattering parameter S_{21} can be calculated from the scattering equation written at the junction's level as

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{1'} \\ V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} Z_{c_{1'1'}} & 0 & 0 \\ 0 & Z_{c_{11}} & Z_{c_{12}} \\ 0 & Z_{c_{21}} & Z_{c_{22}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1'} \\ I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} S_{1'1'} & S_{1'1} & S_{1'2} \\ S_{11'} & S_{11} & S_{12} \\ S_{21'} & S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \\ &\times \left\{ \begin{bmatrix} V_{1'} \\ V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} Z_{c_{1'1'}} & 0 & 0 \\ 0 & Z_{c_{11}} & Z_{c_{12}} \\ 0 & Z_{c_{21}} & Z_{c_{22}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1'} \\ I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \right\} \quad (3) \end{aligned}$$

where $Z_{c_{1'1'}} = Z_{c_{11}}$, and the characteristic impedance of the wire 1, and $Z_{c_{11}}$, $Z_{c_{12}}$, $Z_{c_{21}}$, and $Z_{c_{22}}$ are the coefficients of the characteristic impedance matrix of the two coupled wires.

$S_{21'}$ is found to be bounded for high Z values by the expression, which is, as expected, proportional to the mutual characteristic impedance of the coupled wires as

$$|S_{21'}| \leq \left| \frac{2Z_{c_{12}}}{Z_{c_{11}} + Z_{c_{22}}} \right| \quad (4)$$

where $S_{21'}$ is representative of any transfer function of the scattering nodes within Fig. 4. Following the paths of Fig. 2 COG example, calculating the interference on wire 3 and 4 could be performed separately if

$$|S_{42}||S_{21}||S_{13}||S_{31}| \ll |S_{42}||S_{21}| \quad (5)$$

and

$$|S_{31}||S_{12}||S_{21}| \ll |S_{31}| \quad (6)$$

and this is valid if

$$|S_{13}||S_{31}| \ll 1, \quad |S_{12}||S_{21}| \ll 1. \quad (7)$$

Since the individual terms of (7) are bounded by (4), it is a reasonable approximation in many cases. Consider a set of N coupled transmission line labeled 1, 2, ..., N . Calculating the interference from wire 1 to wire 2 without considering the effect

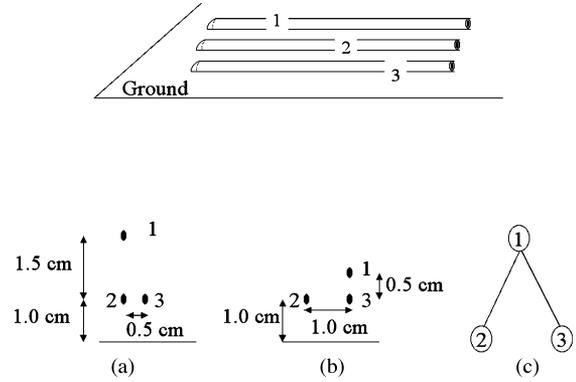


Fig. 6. System of three coupled transmission lines. (a) and (b) Cases for the cross-section arrangement. (c) COG if the source is attached at wire 1.

of a wire i would require

$$|S_{1i}||S_{i1}| \ll 1, \quad \forall i \in [3, \dots, N] \quad (8)$$

and

$$|S_{2i}||S_{i1}| \ll |S_{21}|, \quad \forall i \in [3, \dots, N]. \quad (9)$$

This last condition is an approximation similar to the good shielding approximation in (1) and (2). Conditions of types (7)–(9) may be called weak coupling approximations.

If a weak coupling approximation holds, then the interference level at the victim wire may be seen as the complex addition of all possible paths between the source vertex and this victim wire. Each possible path can be given an associated coupling number, which corresponds to the number of required edges for a path. Suppose the lowest coupling number is M and that some $M + 1$ paths also exist. The respective contributions of M paths and $M + 1$ paths are bounded by a series of M - and $M + 1$ -bounded transfer functions, respectively. If all these terms are of the same order of magnitude, M paths may be assumed to be predominant. Finally, an acceptable final response should be limited to the low-order paths, depending on some convergence criterion. Such a criterion is proposed in Section IV.

Consider the system of three coupled transmission lines in Fig. 5. Given a source attached on wire 1, one is interested in the response at wire 3. In which conditions can wire 2 be neglected? According to the equivalent COG of Fig. 6(c), it is possible if $|S_{21}||S_{32}| \ll |S_{31}|$. Fig. 6(a) and (b) depict two different situations for the cross-sectional arrangement of the three wires. $[Z_{ca}]$ and $[Z_{cb}]$ are the corresponding characteristic matrices for these two situations. In the case of bare and loss-less wires that are 2 mm in diameter, $[Z_{ca}]$ and $[Z_{cb}]$ are given as

$$[Z_{ca}] = \begin{bmatrix} 234.72 & 50.84 & 48.32 \\ 50.84 & 179.74 & 85.00 \\ 48.32 & 85.00 & 179.74 \end{bmatrix}$$

$$[Z_{cb}] = \begin{bmatrix} 204.07 & 52.74 & 96.57 \\ 52.74 & 179.74 & 48.28 \\ 96.57 & 48.28 & 179.74 \end{bmatrix}.$$

In the first situation $|S_{21}||S_{32}| \approx 0.12$, and $|S_{31}| \approx 0.23$, whereas in the second situation, $|S_{21}||S_{32}| \approx 0.07$, and

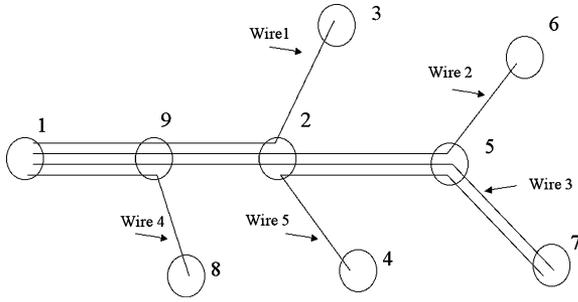


Fig. 7. Example of EMT interaction sequence diagram for the purpose of introducing COG-based calculations.

$|S_{31}| \approx 0.5$. Therefore, neglecting the influence of wire 2 would only be reasonable in the second situation. Calculations for the various combinations of loading impedances for the set of three wires show effectively that the responses at wire 3, with or without taking into account wire 2, are not different from more than about 1.4 dB in the second situation and may reach about 6 dB in the first situation, as expected from the corresponding bound calculations. In that simple situation, such a result could have been anticipated; however, this approximation is quantified.

Therefore, the main benefit from the COG is that it provides a tool for extracting approximate responses for interference calculations within a complex network, without solving the BLT equation over the complete initial network, while extracting the respective contribution from the different predominant paths.

III. COG-BASED CALCULATIONS

In this section, all the results extracted from the COGs are compared for validation with the reference answer provided by the solution of the BLT equation over the complete interaction sequence diagram. Practically, the COG enables to avoid such a complete resolution. The reference is then provided by the measurements or convergence criteria, as depicted in Section IV. The COG is the basis for carrying out the calculations of the interference level at the victims' location using the weak coupling approximation. Each interaction between the wires is first identified through the COG. The introduction of the weak coupling approximation, as far as applicable, enables us to reduce the complexity of this interaction scheme. As a result, the interaction between the source wire and the victim wire is the ensemble of tree-shape graphs relating these two points inside the original graph. Then, the level of interference is the cumulative contribution of each of these paths. Given their respective associated coupling numbers, some of these can also be neglected.

The illustration of such a process is carried out on an arbitrary selected wire network whose interference sequence diagram is given in Fig. 7. This EMT standard diagram is supplemented with the labeling of each physical wire constituting the network. This forms a basis to build up a COG for investigating the specific situations of interference.

In this example, we suppose that the source is attached to wire 3 (junction 1) and is simultaneously interested in the level of interference generated at the end of wire 4 at junction 8. From these hypotheses, the COG of Fig. 8 is simply deduced from the

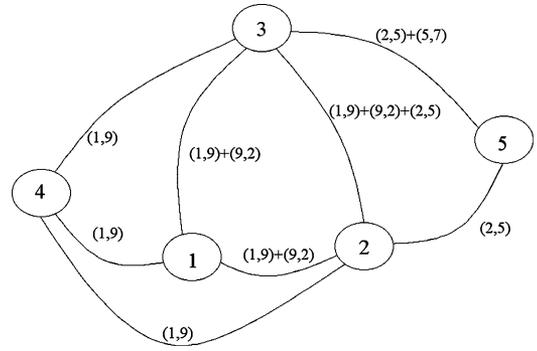


Fig. 8. COG built up from the EMT interaction sequence diagram of Fig. 7. Source is attached to wire 3.

TABLE I
PATH IDENTIFICATION FROM FIG. 8 COG (SOURCE: WIRE 3, IN SEARCH OF INTERFERENCE ON WIRE 4) AND CORRESPONDING SCATTERING BOUNDS B DETERMINED BY THE SUCCESSIVE TRANSFER FUNCTIONS ASSOCIATED WITH EACH PATH

Path	Associated Coupling Number	Path identification in COG	Scattering bounds B as $ S_{ij} \dots S_{jk} \ll B$
1	1	3→4	0.47
2A	2	3→1→4	0.046
2B	2	3→2→4	0.13
3A	3	3→2→1→4	0.038
3B	3	3→1→2→4	0.034
3C	3	3→5→2→4	0.034
4	4	3→5→2→1→4	0.01

elementary rules presented in Section II. Couples of figures in parentheses and separated by a comma such as $(J1, J2)$ along the edges of the COG correspond to the tube between the junctions $J1$ and $J2$ of the topological description of Fig. 7. Several couples of such junctions are reported if the corresponding coupled wires are coupled along several tubes. Thus, a complete correspondence between the topological diagram and the COG is settled. Extraction of all the possible trees between wires 3 and 4 is shown in Table I.

As evidenced from Table I, only one path has an associated coupling number of one. Indeed, this is the only path, which involves a direct near coupling between these two wires. Bounding values for the scattering parameters in Table I indeed suggest that path 1 is the main contribution. In other words, path 1 is the main path that roughly describes the coupling situation. The fact that this approximation might be acceptable or not may depend on some criteria such as those presented in Section IV.

The calculation results based on the following data for the network in Fig. 7 are given later. The length of each tube is given in Table II. The wires have a radius of 0.1 cm and are all placed at 1 cm over a perfect ground plane. The distance between the (bare) wires may be read directly from Fig. 7 with the following rule. Separation between the adjacent wires in a bundle is 0.5 cm. As a consequence, the maximum ratio of a nondiagonal to a diagonal element of all characteristic matrices does not exceed 0.48.

TABLE II
TUBE LENGTHS SELECTED FOR CALCULATIONS

Tube	Length (m)
(1,9)	1.5
(2,9)	2.5
(8,9)	2.7
(2,4)	3.5
(2,3)	5.2
(2,5)	1.3
(5,6)	2.7
(5,7)	1.8

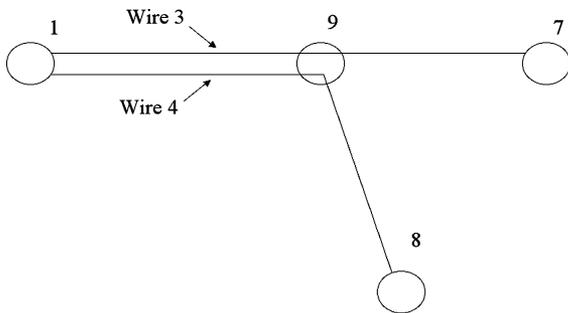


Fig. 9. Interaction sequence diagram associated with path 1.

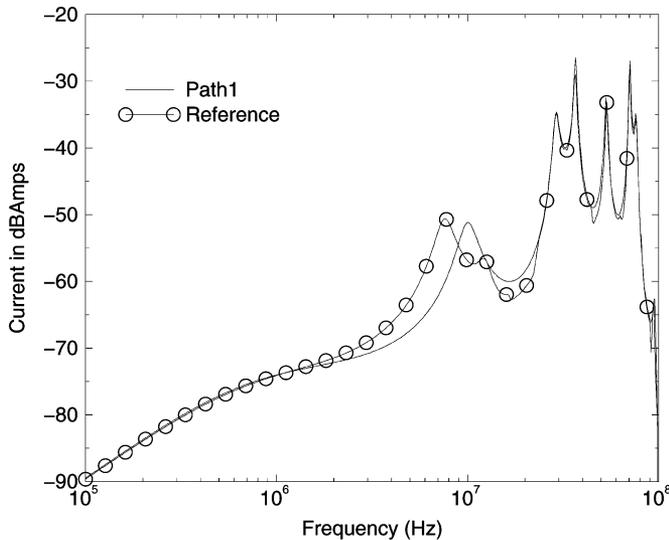


Fig. 10. Current on wire 4 (junction 8) calculated from path 1 and from the complete interaction sequence diagram.

A. Interference Level for $M = 1$

In this evaluation, the level of interference at wire 4 is calculated only from path 1. Paths with coupling numbers higher than one are thus neglected. Calculating path 1 interaction is achieved through the simulation of the very simple network of Fig. 9, built up from the initial topological diagram (Fig. 7) and path 1 description (Fig. 8 and Table II). Fig. 10 shows the result of path 1 evaluation in comparison with the reference current. This reference corresponds to the current that would have been obtained in a conventional way. It is the solution of the BLT equation built up from the complete interaction sequence diagram of Fig. 7. As expected, the current obtained from the

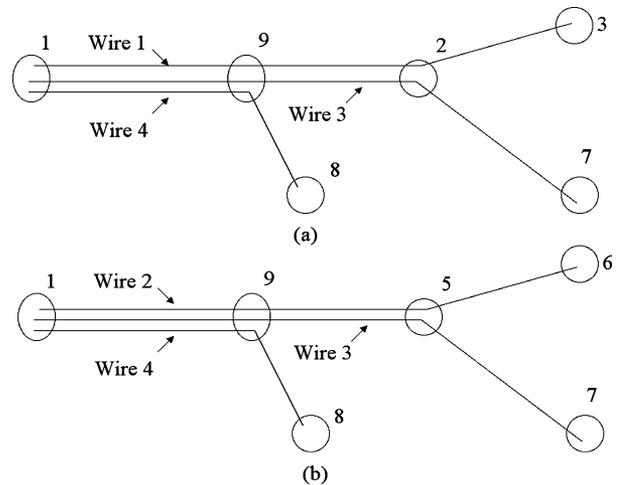


Fig. 11. Interaction sequence diagrams to calculate path interactions. (a) Path 2A. (b) Path 2B.

analysis of path 1 has a close relationship with that of the reference one when observed on a large frequency band. However, if the analysis is restricted to the part of the frequency band around the first resonance phenomenon, then the path 1 current amplitude appears to be different from the reference amplitude.

The reference current is given here for comparison. In a real-scale analysis, this reference answer would not be available except eventually from measurements. Therefore, the criterion whether to calculate the higher order contributions or not would not be based on a comparison with a calculated reference. This issue is addressed in Section V.

B. Interference Level for $M = 2$

Discrepancies of the preceding current evaluation with respect to the reference level may be due to the higher order coupling paths. Investigation of these other paths will enable to check this hypothesis. We may first decide to account for $M = 2$ paths, neglecting all other paths for which M is greater than 2. Referring to Table I, in addition to path 1, paths 2A and 2B are now involved.

Path 2A is calculated from the network in Fig. 11(a). However, it is not easy to calculate the contribution of path 2A without the contribution of path 1 because wires 3, 1, and 4 are associated with the same bundle. The contribution of Path 2A alone can then be estimated after the subtraction of the path 1 current. The same observation also applies to path 2B for which the topological diagram is shown in Fig. 11(b). It is observed from Fig. 12 that the contribution of paths 2A and 2B are mainly sensitive in that part of the frequency band, where the answer of path 1 only is not so satisfying.

C. Interference Level for $M = 3$

Integrating the coupling paths with the associated coupling numbers up to $M = 3$ results in the incorporating interaction due to paths 3A, 3B, and 3C (Table II). In that situation, only path 4 is neglected. It could be shown that the current estimates for all paths up to $M = 3$ are nearly identical to the reference

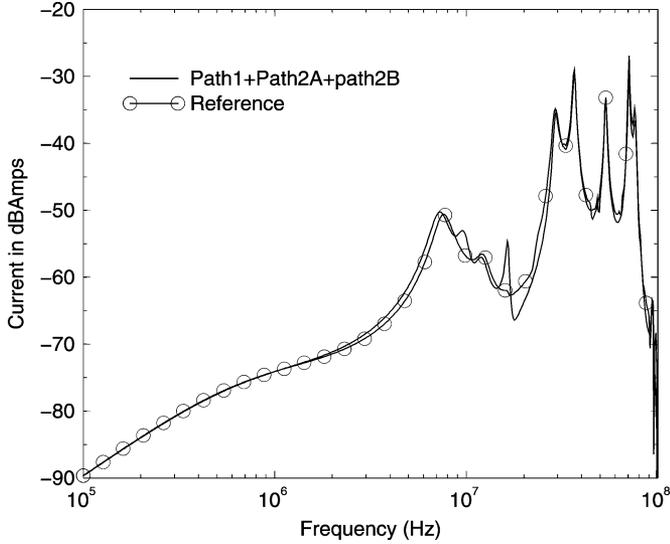


Fig. 12. Current on wire 4 (junction 8) calculated from path 1 + path 2A + path 2B and from the complete interaction sequence diagram.

one. This was expected, since the bounding S value for path 4 is very small (see Table II).

D. Convergence

From the above example, the COG appears to be a tool for building up the calculation of interference among the cable networks through the aggregation of different parallel paths. The lower the order of the associated path number, the higher its importance among all the paths. There are at least two main advantages in using such a procedure. First, it gives some interesting details about the construction of the global transfer function. Second, some of these paths are potentially negligible and consequently useless to calculate. In this example, the simple network of Fig. 9 (path 1) approximates the network of Fig. 7, but for this last condition to be applicable, some criteria are needed in order to restrict the evaluation to some paths.

IV. INTEGRATING THE PATHS WITH A CONVERGENCE CRITERION

In a typical situation, such as the example of the illustrative network above, several paths exist between the source wire and the victim wire. Paths with a lower associated number are supposed to be predominant. Let us suppose that M is the smallest number of paths for a given interaction. One needs some criteria to decide whether the calculations have to be performed for only M paths or have to include $M + 1$ paths or even higher order paths. Note that the scattering bound evaluation may be useful for that purpose. However, these criteria must be built up without any knowledge of a calculated reference. One solution would be to obtain a transfer function through an experiment. All COG-based simulation would then be carried out in comparison with this experimental reference. Without any reference, a criterion may also be based on the construction of the cumulative responses of $M + 1$ paths with respect to M paths. If the $M + 1$ paths have a limited contribution with respect to the M paths, in the sense of a given criterion, then the $M + 2$ paths

can certainly be neglected. Such a criterion can be user defined, and many of them are candidates. The observed quantity, for example, could be a maximum current in the time domain, the current modulus over a large or restricted bandwidth in the frequency domain, or the average power dissipated in some load. We suppose that one is interested in getting a rather accurate transfer function over a frequency band with a limited average error. In that case, this criterion may be written as

$$C(M + 1|M) = \left\langle \frac{|X_{M+1}(f)|}{\left| \sum_{N=1}^M X_N(f) \right|} \right\rangle_{(f1, f2)} \leq T \quad (10)$$

where X_K is the contribution of K paths only, $\langle \rangle$ holds for averaging, $f1$ and $f2$ are the limits of the frequency band under investigation, and T is the maximum tolerance.

The value of T is a threshold reasonably expected from an EMC engineering point of view. For example, applying (10) with $T = 0.5$ for the network of Fig. 7 yields the following result. First of all, we determine $C(2|1)$ as

$$C(2|1) = \left\langle \frac{|I_{2A}(f) + I_{2B}(f)|}{|I_1(f)|} \right\rangle_{(10^5 \text{ Hz}, 10^8 \text{ Hz})} \quad (11)$$

where I_1 , I_{2A} , and I_{2B} are, respectively, paths 1, 2A, and 2B contributions of the current on wire 4 (junction 8).

From the above results $C(2|1)$ is found to be 0.42, which is already below the given threshold T . Looking at Fig. 10, this result simply means that on an average basis over this frequency band, the simulation of path 1 only reflects good behavior. However, a lower threshold or a more restrictive bandwidth around the first resonance would have resulted in a different conclusion. The contribution of the three paths may be appreciated from the equivalent calculation of the ratio $C(3|2)$ as

$$C(3|2) = \left\langle \frac{|I_{3A}(f) + I_{3B}(f) + I_{3C}(f)|}{|I_1(f) + I_{2A}(f) + I_{2B}(f)|} \right\rangle_{(10^5 \text{ Hz}, 10^8 \text{ Hz})} \quad (12)$$

where I_{3A} , I_{3B} , and I_{3C} are, respectively, the paths 3A, 3B, and 3C contributions of the current on wire 4 (junction 8), and $C(3|2)$ is equal to 0.17. This result shows that the calculated response with the integration of the two paths is more accurate for this given criterion. Including the three-paths level, $C(4|3)$ is found to be around 0.01. Not surprisingly, $C(M + 1|M)$ converges rapidly as M increases. Depending on the expectations from the results of such cable network simulations, appropriate criteria may be defined, and a cost function can be calculated. Relative contributions of each path can be then evaluated. However, the proof of accuracy at level M requires a calculation at level $M + 1$ in the general case. In very complex configurations, it may save a lot of calculations, since the paths with higher coupling numbers may be neglected. Some paths with the same coupling number may also be compared individually in the same way.

In case an experimental transfer function is available, criteria may also be defined in a similar way. The contribution of all M paths can be directly compared to the experimental response, which can be defined as $C(\text{ExperimentalData}|M)$. If it is lower than the acceptable threshold, the approximate model is considered to be valid.

V. SPECIFIC CONFIGURATIONS: DIFFERENTIAL MODES

In this paper, the above-mentioned calculation procedure is based on the one hand on the establishment of a COG and on the other hand on weak coupling approximation. In particular, common mode impedances are required. However, differential signaling is used in many systems mainly because it is less sensitive to the common mode sources of interference and does not produce high levels of interference. The natural solution for handling such differential modes is to represent the pair of bifilar wires as associated wires in the COG. Indeed, following the rules that have been depicted for the COG definition, any coupling with one conductor of the bifilar transmission system also occurs with its counterpart. As far as the simulation of the different paths are concerned, the associated wires are indeed simulated by a pair of wires with their true-end impedances.

VI. CONCLUSION

This paper aims to present a new interaction sequence diagram called the COG, which may be built up from the conventional electromagnetic topology interaction sequence diagram. The COG is based on the observation of the coupling paths between the wires of the same network and gives a more detailed view about the way a disturbance propagates from a given wire in the network to some other wire. Each wire of the COG is seen as a topological volume where the energy propagates. The limited part of energy can be coupled to the adjacent coupled volumes/wires. Thus, similar to the good shielding approximation used at the structures' level, a weak coupling approximation is introduced. As a consequence, the interaction paths are identified as all possible trees between the top (source) and bottom (victim) vertices. These paths are analyzed through the simplified topological networks and can be evaluated separately. Paths with the lower associated numbers and high scattering bound values are considered to be predominant. Through an appropriate selection of criteria, which quantify the contribution of $M + 1$ paths with respect to the cumulative contribution of all P paths with $P < M + 1$, one may ensure that higher order paths are neglected. For complex networks, the COG is, therefore, a guide for approximately evaluating the interaction through the analysis of a limited number of parallel paths.

Thus, the COG aims at studying the specific source/targeted victim interactions in a simplified and approximate way by using user-defined convergence criteria. Using this method, more graphs have to be built up, which may give very important details of the coupling phenomena. Last but not least, such a methodology is intended to play a major role in very intricate cable networks. Dealing with them is neither affordable nor easily achievable without some specific tools for introducing reasonable approximations, such as the COG.

REFERENCES

- [1] F. G. Canavero, S. Pignari, and V. Daniele, "Susceptibility analysis of complex systems," in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, New York, Aug. 1990, pp. 618–621.
- [2] I. Maio, F. G. Canavero, and B. Dilecce, "Analysis of crosstalk and field coupling to lossy multiconductor transmission lines in a Spice environment," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 38, no. 3, pp. 221–229, Aug. 1996.

- [3] M. Celik, C. A. Cangellaris, and A. Yaghmour, "An all-purpose transmission line model for interconnect simulation in Spice," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, no. 10, pp. 1857–1867, Oct. 1997.
- [4] C. E. Baum, T. K. Liu, and F. Tesche, "On the analysis of general multiconductor transmission line networks," *Interaction Notes 350*, Kirtland AFB, NM, Nov. 1978.
- [5] C. E. Baum, "Electromagnetic topology: A formal approach to the analysis and design of complex electronic systems," *Interaction Notes 400*, Kirtland AFB, NM, Sep. 1980.
- [6] —, "The theory of electromagnetic interference control," *Interaction Notes 478*, Kirtland AFB, NM, Dec. 1989.
- [7] J. P. Parmantier and P. Degauque, "Topology-based modeling of very large systems," in *Modern Radio Science*, J. Hamelin, Ed. London, U.K.: Oxford Univ. Press, 1996, pp. 151–177.
- [8] P. Besnier and P. Degauque, "Electromagnetic topology: Investigation of nonuniform transmission line networks," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 37, no. 2, pp. 227–233, May 1995.
- [9] J. Nitsch and C. E. Baum, "Analytical treatment of circulant nonuniform multiconductor transmission line," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 34, no. 1, pp. 28–38, Feb. 1992.
- [10] J. Nitsch and F. Gronwald, "Analytical solutions in nonuniform multiconductor transmission line theory," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 41, no. 4, pp. 469–479, Nov. 1999.
- [11] L. Paletta, J. P. Parmantier, F. Issac, P. Dumas, and J. C. Alliot, "Susceptibility analysis of wirings in a complex system combining a 3-D solver and a transmission line network simulation," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 44, no. 2, pp. 309–317, May 2002.
- [12] J. P. Parmantier, "Numerical coupling models for complex systems and results," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 46, no. 3, pp. 359–367, Aug. 2004.
- [13] J. L. Vetri and G. I. Costache, "An electromagnetic interaction modelling advisor," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 33, no. 3, pp. 241–251, Aug. 1991.
- [14] A. K. Agrawal and C. E. Baum, "Bounding of signal levels at terminations of a multiconductor transmission line network," *Electromagnetics*, vol. 8, pp. 375–422, 1986.
- [15] P. Besnier, B. Démoulin, and P. Degauque, "Finding bounding values for disturbances induced on multiconductor lines by an electromagnetic perturbation," in *Proc. 11th Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Zurich, Switzerland, Mar. 1995, pp. 77–82.
- [16] S. Salio, F. G. Canavero, D. Lecoq, and W. Tabbara, "Crosstalk prediction on wire bundles by kriging approach," in *Proc. IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, Washington, DC, Aug. 2000, vol. 1, pp. 197–202.



Philippe Besnier (A'03–M'04) received the diplôme d'ingénieur degree from Ecole Universitaire d'Ingénieurs de Lille (EUDIL), Lille, France, in 1990 and the Ph.D. degree in electronics from the University of Lille in 1993.

He was with the Laboratory of Radio Propagation and Electronics, University of Lille, as a Researcher at the Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS) from 1994 to 1997. From 1997 to 2002, he was the Director of Centre d'Etudes et de Recherches en Protection Electromagnétique (CERPEM): a non-profit organization for research, expertise, and training in EMC, and related activities. He co-founded TEKCEM in 1998. Since 2002, he has been with the Institute of Electronics and Telecommunications of Rennes, University of Rennes, Rennes, France, where he is currently a Researcher at CNRS heading EMC-related research activities such as EMC modeling, electromagnetic topology, reverberation chambers, and near-field probing.

Controlling measurement reproducibility and uncertainty in reverberation chambers

Philippe Besnier

Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes
IETR UMR CNRS 6164
line 3: Rennes, France
philippe.besnier@insa-rennes.fr

Abstract— Calibration procedures in reverberation chambers are based on the distribution of the expected value of the (maximum) electric field. This distribution is observed over some statistically independent positions of an electric field probe. If the standard deviation is within a required limit then it is considered that testing is possible. Testing is then a random experience that consists in putting the EUT in one random position. As a result reproducibility, can then be considered as the observation of two EUT testing in two different positions. Its is shown how uncertainty can be controlled by cumulating the number of positions. Given a well-operating reverberation chamber, the obtained uncertainty is in conformity with the statistic properties of the created stochastic fields, and can be precisely controlled.

Keywords : *reverberation chamber; uncertainty*

I. INTRODUCTION

Reverberation is the principle by which the field distribution in an overmoded cavity can be dramatically modified via frequency sweeping (electronic stirring)[5] or rotation of some metallic paddles (mechanical stirring). Collecting various (independent) samples associated with these frequencies or paddle positions (or both), a statistical analysis may be performed. In a well-operating [6] reverberation chamber the total electric field follows a 6 degree of freedom chi-squared probability density function (pdf) [1]. This was validated in many reverberation chambers around the world[2][3]. There are various way of creating a stochastic-like ensemble of samples but finally the accuracy of the response is related to the degree of perfection of the reverberating environment and to the statistical properties of the measured population.

Reverberation chambers are nowadays widely used in many industrial sectors and tests are carried out in compliance with advanced standardized methods such as DO160D section 20.6, IEC 61000-4-21, MIL STD 461E, SAE J1113 part 27... A reverberation chamber is considered as such if uniformity is within some requirements. Criterion for field uniformity is the bounded value of the standard deviation of the (maximum) expected value of a set of sampling values collected for various position of the stirrer (mechanical stirring) or frequency (electronic stirring).

An EUT can then be tested by putting it in any place within the working volume of the reverberation chamber.

As a result, uncertainty of measurements is apparently bounded by the maximum standard deviation of expected values given by the considered standard.

However, from a reproducibility point of view, EUT testing may be studied as the observation of the difference between two random experiments corresponding to two arbitrary location of the EUT (Equipment Under Test) . Moreover, when performing the test, uncertainty is not reported although the reverberation chamber may operate ideally or at the limit enabled for the standard deviation.

We suggest in this paper a procedure based on the arbitrary choice of the EUT location within the working volume. First of all we focus our attention on the reproducibility issue. Section 2 shows a reproducibility experiment, and the distribution of errors between 2 random experiments for a significant number of results. It is shown that the obtained error may be quiet large although the observation is made on the expected value. Section 3 shows how the reproducibility can be reduced when accumulating results of a few positions. Reproducibility is getting better and uncertainty goes down in a way that is predictable from the central limit theorem.

II. REPRODUCIBILITY

In this section, we describe an experiment which could be an alternative for calibration of reverberation chambers. It consists in testing the reproducibility of results, namely a field, a received power or a scattering parameter measurement.

As far as standards are concerned, reproducibility of results are based on a field calibration procedure that consists in checking uniformity and homogeneity in the quiet volume of the chamber. Then, if this uniformity meets the required limits given by the standards, the test itself may be conducted. The test procedure consists in placing the equipment under test in one position in the quiet volume. This is a random experiment as this position is an arbitrary one.

Performing two times this random experiment and studying the ratio of resulting measurements is therefore a

reproducibility experiment that fits well with the reverberation chamber principles. This experiment is representative of the efficiency of a reverberation chamber to create a stochastic field and moreover is a candidate for the estimation of uncertainty.

A. Test setup

All experiments are carried out in a 2.9m x 3.7m x 8.7m reverberation chamber for a frequency range of 900 MHz to 1000 MHz. We used an electronic stirring procedure over a 4 MHz bandwidth. 101 samples, linearly spaced within the 4 MHz band are collected. We have chosen this frequency range for two main reasons. First, 900 MHz is far above the minimum frequency for which our Faraday cage behaves as a reverberation chamber. Therefore, this reverberation chamber may be considered as a well-operating one, and consequently statistical properties described in [1] apply. Second, a 100 MHz frequency band enables to carry out 25 statistically independent analysis over 4 MHz band with the same set of antennas. Thus, a measurement at 902 MHz consists of up to 101 samples between 900 and 904 MHz and 25 frequency points (i.e. observations) are considered over the whole 100 MHz bandwidth of observation.

We used also conventional log-periodic antennas as emitting and receiving antennas. Emitting antenna is in a fixed position for all experiments and placed in a corner of the room (see Fig.1). The receiving antenna plays the role of the EUT placed anywhere in the working volume of the chamber.

Measurements are conducted with a vectorial network analyser the two ports of which are inputs of emitting and receiving antennas.

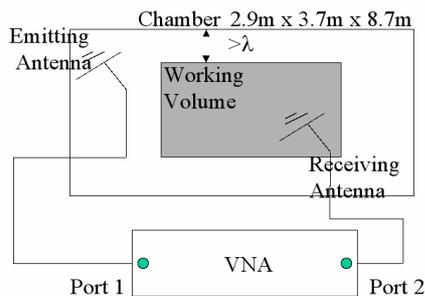


Figure 1. Test set up for measurements

B. Reproducibility results for one position of EUT

The parameter under investigation is the expected value (calculated from up to 101 samples over a 4 MHz bandwidth) of S21 scattering parameter between ports 1 and 2.

First, expected values are calculated for a first experiment. Second, the EUT is placed in another arbitrary position and expected values are calculated once again. This second test is carried out as if the user would perform another test in accordance with a standard that only specifies that the EUT must be placed anywhere within the working volume. Error between test 2 and test 1 is calculated as :

$$E = \frac{EV(S21_{-2})}{EV(S21_{-1})} \quad (1)$$

where EV(S21_1) and EV(S21_2) are expected values of S21 for the first and the second experiment, respectively. Results for E in dB are given in Fig .2. They look stochastic which was of course expected. Without an negligible probability the error is limited within a + or – 2dB scale.

Over the 25 samples expected value for E is very close to 1 and standard deviation is about 12% . (or +1dB or –1.1 dB around the true value).

E depends on the field statistical uniformity in the chamber. This statistical uniformity is associated with the uncertainty of the expected value of S21. In turn, this uncertainty depends on the number of independent samples one obtains over a 4 MHz bandwidth electronic stirring. To evaluate this number, rather than using an autocorrelation evaluation we have repeated an EV(S21) evaluation 30 times for 30 arbitrary positions. Standard deviation for EV(S21) was found to be 9%. If the 101 samples were independent a 5% value would have been obtained. Indeed, S21 follows a 2 degree of freedom chi pdf for which, the standard deviation is 52%. From the central limit theorem we can deduce that the number of independent samples is approximately one third of the initial 101 measurements.

Finally, the standard deviation of 12% for E may be compared to the 9% standard deviation of the expected value of S21. Given that E is the ratio of the expected values of two series of S21 measurements, uncertainty for E is found to be higher than the uncertainty for a single series of S21 measurements. Non negligible reproducibility errors (see fig 2) can be observed on the basis of expected values only. The results for maximum values would be slightly worse than that .

C. Testing procedures and possible improvements

The previous results may satisfy or not the user, and this depends on the required accuracy.

Integrating more independent samples through mechanical or electronic added stirring is a well known solution for improving uncertainty and thus reproducibility. An alternative method consists in increasing mode density such as the technique presented in [7]. However, as a reverberation chamber is a stochastic environment, there's an opportunity to cumulate a few random experiments. In other words, even if the EUT position is an arbitrary one, several experiments in different positions enable a substantial reduction of uncertainty. This is the purpose of the next section.

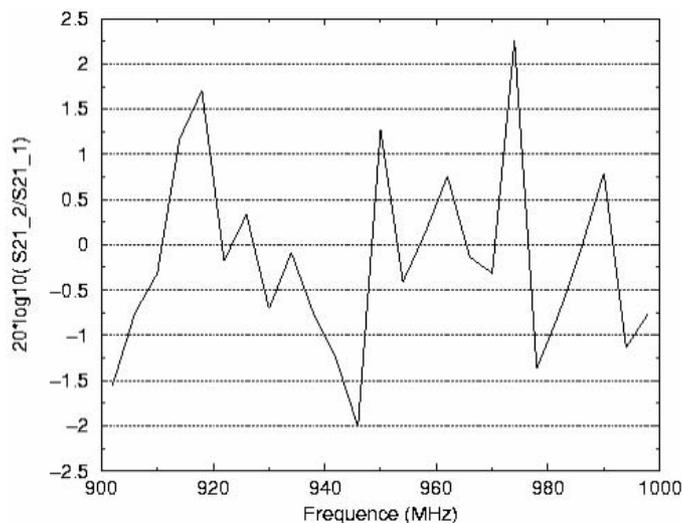


Figure 2. Evolution of ratio of expected values of S21 series in a reproducibility experiment

III. CONTROLLING REPRODUCIBILITY AND UNCERTAINTY

Reducing uncertainty is naturally obtained in reverberation chamber through addition of independent samples. When possible, this can be obtained for instance by increasing the number of positions of a mechanical stirrer or enlarging the electronic stirring bandwidth. However, the first method is limited by mode density in the room, and the second implies a lower frequency resolution. An alternative solution is to consider that changing the receiver location we get two times the number of independent samples of the initial experiment. Fig 3 shows the results obtained for the expected value of E when performing 10 times the section II experiment. Expected values of equation (2) are calculated from the added 10 series of samples. As expected from the central limit theorem, the standard deviation for E is reduced to around 4%.

This result shows that, in a well-operating reverberation chamber uncertainty and reproducibility may be controlled, and reduced if desirable, through a cumulated test in different

random positions. An automated movement could be used as the one used in [4] for the purpose of antenna efficiency measurements.

Fig.4 shows the ordered distribution of error for an increasing number of positions up to 30. This clearly shows that convergence is observed. This proves the ability of well operating reverberation chambers to limit uncertainty in measurement at a low level. Table 1 provides the experimental standard deviation of the expected value of E obtained from experimental data. It is compared to the standard deviation obtained from the central limit theorem starting from the fact that a 12% standard deviation was obtained for a single position.

Finally, these results confirm that an averaging procedure over a few number of positions reduces uncertainty in a predictable manner. A N positions measurement enables the creation of a set of N times the number of independent samples of one position. This obviously implies that spatial correlation between these positions is avoided [8]. From results of table 1, it could be concluded that at the cost of a high number of positions the uncertainty could reach a threshold as low as wanted. However, performance of a reverberation chamber is limited to its imperfections such as the residual non stirred component of the electromagnetic field [6].

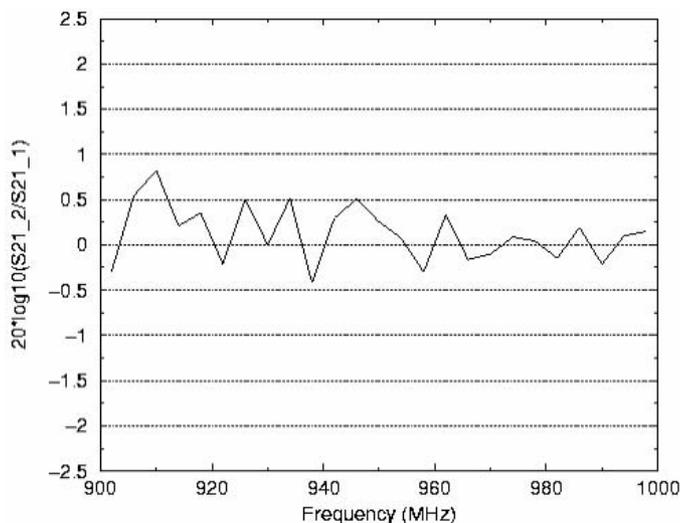


Figure 3. Evolution of ratio of expected values of S21 series over 10 positions

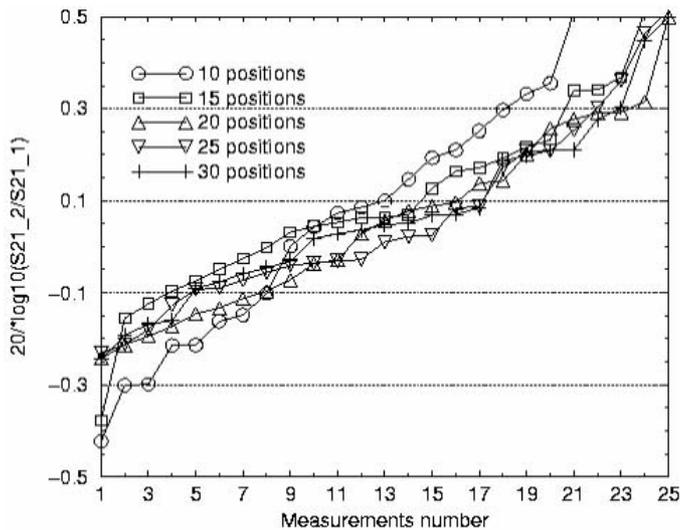


Figure 4 Evolution of ratio of expected values of S21 with the number of positions

TABLE I. STANDARD DEVIATION OF EXPERIMENTAL DATA VERSUS THEORY

Number of positions	Standard deviation (%)	
	<i>experiment</i>	<i>Theory</i>
5	5.3	5.4
10	3.7	3.8
15	2.5	3.1
20	2.3	2.7
25	2.4	2.4
30	2.2	2.2

IV. CONCLUSION

In a reverberation chamber, uncertainty analysis may be adequately analyzed through a random experiment, when it is performed at least a sufficiently large number of times to perform a statistic analysis. In most standards, calibration consists in checking that uniformity/ homogeneity is satisfied. If standard deviations are below some threshold values then the environment is declared to be valid for a reverberation chamber test.

In this paper we suggest an alternative method to assess performances of reverberation chambers through a randomized reproducibility measurement. Providing that the reverberating chamber is a generator of chaotic fields,

reproducibility and then uncertainty can be directly analyzed through the comparison of two EUT measurements in two arbitrary positions.

Standard deviation of the ratio (its expected value is equal to 1) of these two measurements is shown to be bound to the number of independent samples collected by the stirring process. The resulting uncertainty is coherent with the baselines of statistical models of ideal reverberation chambers, and it is experimentally checked.

To reduce uncertainty to lower values it is shown that acquiring cumulated samples from different positions is a good candidate if the electronic or mechanical stirring procedure cannot be improved. The reproducibility experiment shows that, cumulating P positions reduces the uncertainty by the square root of P as expected from the central limit theorem.

Finally, for a given uncertainty target this method enables to determine a measurement protocol that satisfies it. The lower limit of this uncertainty will be a function of how "ideal" is the reverberation chamber, and all other partial uncertainties associated with the complete measurement setup.

REFERENCES

- [1] D. Hill, "Plane wave integral representation for fields in reverberation chambers," IEEE trans. on EMC, vol. 40, n°3, pp 209-217, Aug. 1998
- [2] J. Ladbury, G. Koepke, D. Camel, "Evaluating of the NASA Langley Research Center mode-stirred chamber facility," NIST Tech. Note 1508, 1999
- [3] P. Corona, G. Ferrara, M. Migliaccio, "Reverberating chambers as sources of stochastic electromagnetic fields," IEEE trans. on EMC, vol 38, pp 348-356, Aug 1996
- [4] K. Rosengren, P-S. Kildal, C. Carlsson and J. Carlsson, "Characterization of terminal antennas in reverberation chambers: Improved accuracy by platform stirring," Mic. and Optical Technology Letters, Vol. 30, No 20, pp. 391-397, Sept. 2001
- [5] D. Hill "Electronic mode stirring for reverberation chambers," IEEE trans. on EMC, vol 36, pp. 294-299, Nov. 1994
- [6] P. Corona, G. Ferrara, M. Migliaccio "Reverberation chamber electromagnetic field in presence of an unstirred component," IEEE trans. on EMC, vol. 42, pp. 111-115, May 2000
- [7] L.R Arnaut « operation of electromagnetic reverberation chambers with wave diffractors at relatively low frequencies, » IEEE trans. on EMC, vol 43, pp.637-653, Nov. 2001
- [8] D. Hill, J.M Ladbury "Spatial correlation functions of fields and energy density in a reverberation chamber," IEEE trans. on EMC, vol. 44, pp. 95-101, Feb 2002

Black box representation of electronic equipments for EMI simulation: A Physical Approach

M.Hamzaoui, P.Besnier, M.Drissi
IETR, CNRS UMR 6164, INSA Rennes, France
mondher.hamzaoui@ens.insa-rennes.fr
philippe.besnier@insa-rennes.fr
mhamed.drissi@insa-rennes.fr

Abstract

An entirely computational based analysis of ElectroMagnetic Interference (EMI) produced by a set of electronic equipments appears extremely difficult to achieve. The present work proposes an approach aiming at modeling equipments as a black box including appropriate excitation sources. Each source is associated with the experimental identification of radiation paths. The obtained results are compared to measurements and show a good arguments.

1. Introduction

Numerical modeling in electromagnetic compatibility is nowadays more widespread than it was 20 or even 10 years ago especially with regards to its use in industry. Available products have evolved with much more sophisticated models for many physical phenomena together with powerful man machine interfaces.

However, extending simulation to a real scale experiment is far from being straight forward. One issue is for instance the huge amount of geometric or electromagnetic parameters necessary to carry out calculation. In particular, radiation of electronic equipments is often due to PCBs. It requires a complete description of these PCBs and that is nearly impossible.

Even if the feasibility of such approach can be discussed according to the type of problem under investigation, it is therefore appropriate to establish behavior like modeling solutions. In this type of modeling a minimum information about the inside electronic box is required. Then, the electronic equipment will be represented by its equivalent EM source determined from a limited set of experiments.

2. Black box type EMI model

The studied case is an electronic equipment embedded in a metallic housing having some imperfections (apertures, gaskets, partial shields,...). For such a type of equipments radiation occurs through the imperfections which determine radiation paths. If the contribution of each path is experimentally identified, then our purpose is to determine appropriate equivalent sources located at these leakage points.

The behavioral model consists in the equipment envelope with some apertures containing radiated equivalent sources.

We have used a rectangular metallic box presenting two thin apertures on two of its faces that have the following dimensions (Fig.1):

- Aperture 1: $L_1 = 137.8$ mm, $l_1 = 2.2$ mm (long aperture)
- Aperture 2: $L_2 = 88.9$ mm, $l_2 = 2.2$ mm (short aperture)

The box contains an electronic double-sided Epoxy card. One face constitutes the ground plane and the other contains a microstrip line of length 146 mm and of width 1 mm. This microstrip line is open ended at one end and supplied by a voltage generator on the other one.

For such a design, the resonance of this open circuit line when excited with a 50Ω internal impedance generator occurs theoretically around 1.027 GHz.

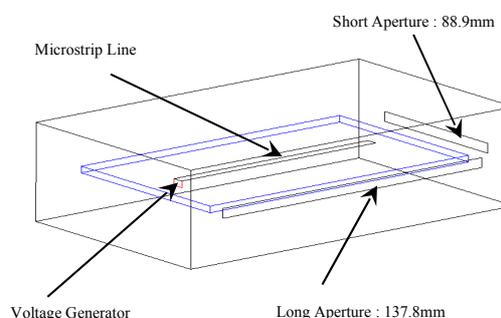


Fig.1: Experimental Structure

3. Methodology

The proposed physical approach lies on a priori evaluation of possible radiation paths associated with the observable frequency band. It is based on four stages.

Stage1: identification of leakage location

This first step is the result of equipments inspection permitting to raise the inventory of the apertures participating to the whole radiation.

Stage2: experimental checking of the radiation level after masking of all the apertures identified at the previous stage

The second step of this methodology is an experimental checking of the previously identified leakage points. It enables to include additional paths that are not taking into account through a simple visual inspection.

Stage3: experimental analysis, aperture after aperture, of the frequency spectrum for which the observed radiation is significant.

Each aperture is considered individually when the other are masked through appropriate means. Radiation level and figures bandwidth of each aperture is addressed.

Stage4: numerical evaluation of the radiation using the excitation localized on the identified apertures on the third stage.

Each significant contribution is represented by localized excitation, the level of which being adjusted to the radiation power measured in stage 3.

Measurements in stage 2 and 3 are mainly based on a reverberation chamber equipment (although other test means could have alternatively being considered). We take advantage of the reverberation properties that enable ones to collect data on the receiving antenna which are directly proportional to the power transmitted by the device under test whatever its position and orientation in the chamber.

4. Methodology application

Stage1:

This stage is limited to the identification of apertures 1 and 2 as potential source of radiation. The slots array constituted by the stand-lid interface is considered as a negligible contributor to the total radiation

Stage2:

We determined, using a Mode Stirred Reverberation Chamber (MSRC), the radiation level of the closed case, namely after masking of the two apertures. From an electronic stirring technique^[2], the values of total radiated power are calculated in frequency band fixed for our study [800MHz; 1800MHz].

It was necessary to eliminate the radiation of the coaxial cable used to feed the case. After analysis (Fig.2), we conclude that the hypothesis formulated in the first stage is verified and that only apertures 1 and 2 contribute to the total radiation.

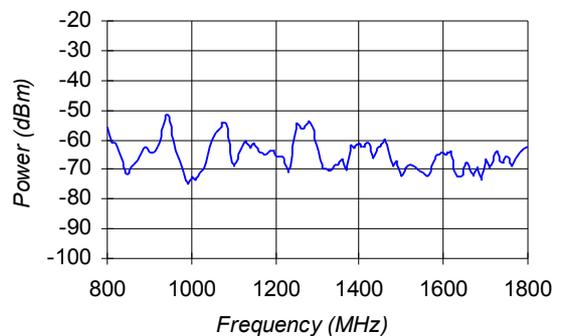


Fig.2: Transmitted Power by the Closed Box (masking of the two apertures)

Stage3:

From an experimental analysis in the reverberation chamber, we determined the frequency spectrum for which the observed radiation is significant. We studied the two apertures already presented in the first stage.

As far as the long aperture (aperture1) we have obtained the following diagram presenting the variation of the total radiated power as a function of the frequency (Fig.3). We note that two frequencies have a significant radiation level ($f_1 = 990 \text{ MHz}$ and $f_2 = 1530 \text{ MHz}$). In particular f_1 is closed to the resonance of the microstrip line as well as to the resonance of the long aperture.

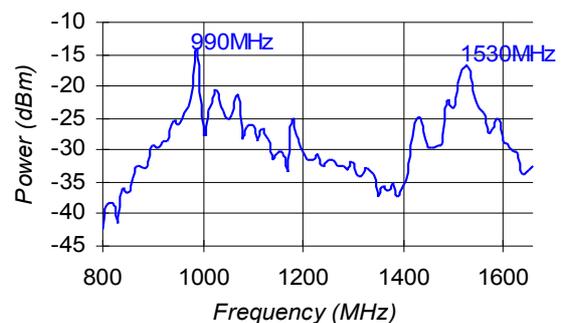


Fig.3: Transmitted Power by the Long Aperture

For the short aperture (aperture 2), we have obtained the following diagram (Fig.4) representing the variation of the total power given out after treatment of the level given by the electric cable alone. A significant frequency of radiation appears at $f_3 = 1790$ MHz.

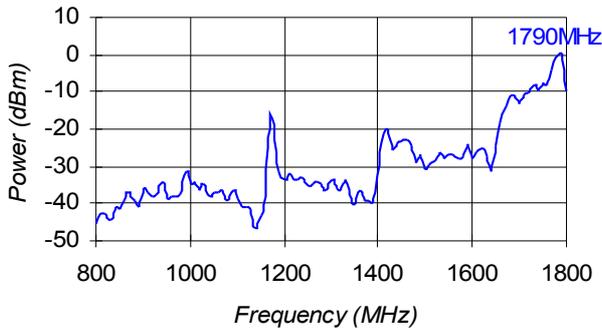


Fig. 4: Transmitted Power by the Short Aperture

Stage4:

For every observed significant radiation (f1, f2 and f3), the procedure consists in finding numerically equivalent radiation source to be placed in the concerned aperture. The equivalent source will have the same radiated total power. The geometry of the test case with an appropriate excitation of the apertures enables to reconstitute its radiation pattern. We are going to proceed for a study in near and far field.

In order to determine the correct value of the equivalent generator placed in the center of the aperture, we can start with assigning an arbitrary voltage value to the equivalent generator (1 volt). Then, a simulation of this structure will enable to calculate the total power radiated related to this arbitrary voltage value. The appropriated level of the equivalent generator is obtained using the following formula :

$$V_{appropriate} = \sqrt{\frac{P_{measured}}{P_{simulated}(1V)}}$$

4. Theoretical and experimental results:

The next paragraph presents the obtained results with the above mentioned test experimental structure. The calculated electric field is performed at the determined frequencies having a significant radiation.

4.1. Long aperture case:

For the long aperture (aperture1), we simulate the structure giving one arbitrary value (1V) to the equivalent generator placed in the middle of the aperture.

Far field comparison

Measurements in an anechoic room and the simulated far field radiation patterns are represented in figures 5 to 7:

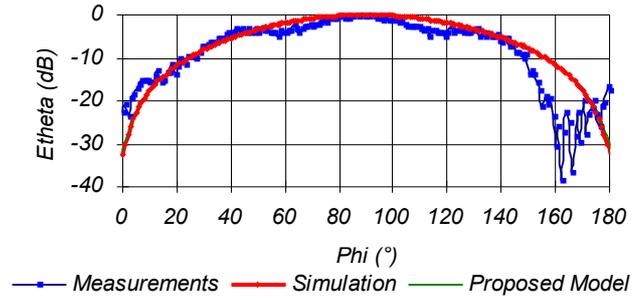


Fig. 5: Far Field Comparison for Theta=90° at f1=990 MHz

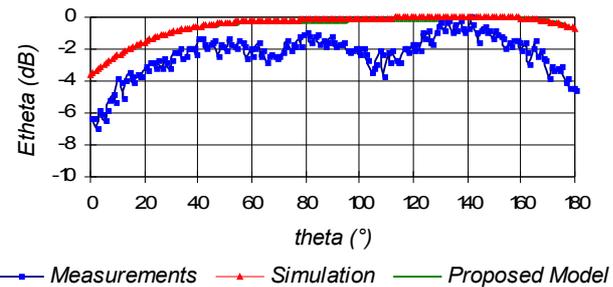


Fig. 6: Far Field Comparison for Phi=90° at f1=990 MHz

Following the same principle, we notice also a good agreement between simulation based on equivalent sources measurements for the frequency f2 = 1530 MHz. The observed ripples in the measured diagram are due to the sensitivity of the anechoic room instrumentation. Indeed, radiated level are low compared to sensitivity level of used instrumentation.

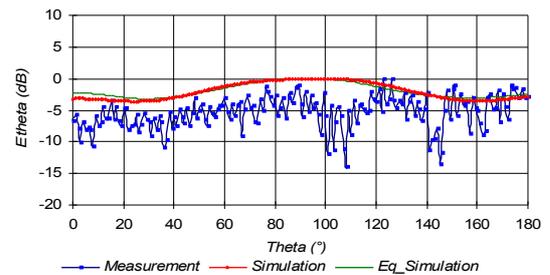


Fig. 7: Far Field Comparison Phi=90 at f2=1530 MHz

Near field comparison

The following figures (Fig. 8, 9 and 10) show that our method of excitation enables to rebuild the radiation pattern of the case in near field (r = 155 mm). Again, one can see the good agreement between simulation based on equivalent sources and the complete box simulation for the frequencies f1 = 990 MHz et f2 = 1530 MHz.

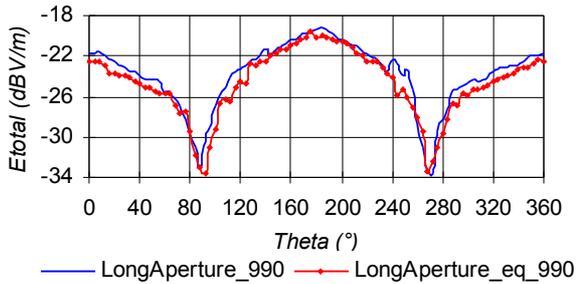


Fig. 8: Near Field Comparison for $\Phi=0$ at $f_1=990$ MHz

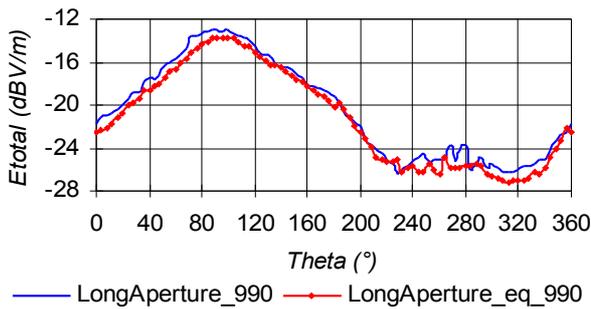


Fig. 9: Near Field Comparison for $\Phi=90$ at $f_1=990$ MHz

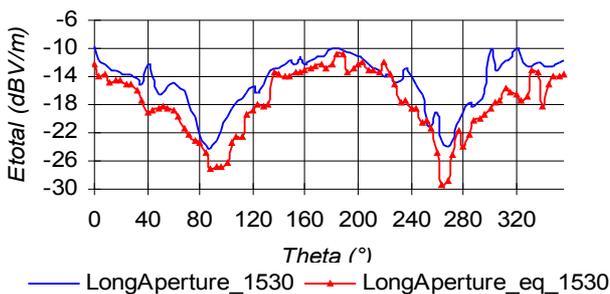


Fig. 10: Near Field Comparison for $\Phi=0$ at $f_2=1530$ MHz

4.2. Short aperture case:

For the short aperture (aperture2) and for the frequency $f_3 = 1790$ MHz, we have obtained the following diagrams that enable to compare between the simulation based on equivalent sources and measurements.

Far field comparison

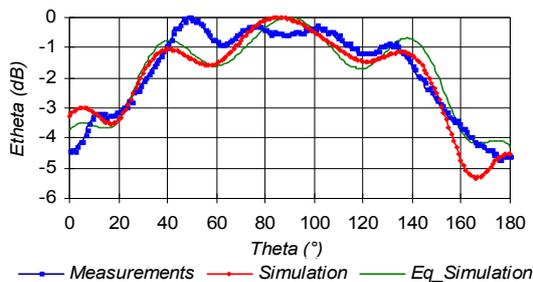


Fig. 11: Far Field Comparison for $\Phi=90^\circ$ at $f_3=1790$ MHz

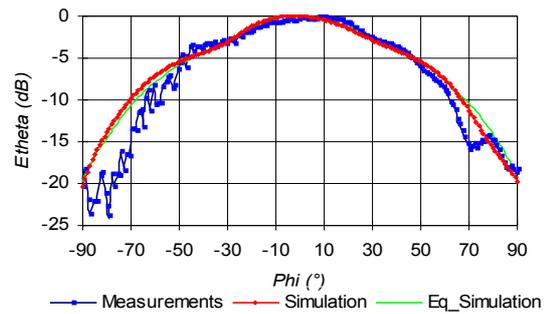


Fig. 12: Far Field Comparison for $\Theta=90^\circ$ at $f_3=1790$ MHz

The near field comparison confirms the efficiency of our approach in a large frequency band.

From this methodology we note that it is possible to obtain the box radiation pattern by simple excitation of its apertures, and using configured generators which are placed arbitrarily in the center of these apertures.

5. Conclusion

An approach associating theory/experiment enabling to extract the essential paths of electromagnetic radiation for electronic equipments have been presented. Each identified source is associated with a radiation path or aperture. An equivalent generator is evaluated and placed appropriately in this aperture. For narrow slots, a voltage generator placed in the middle gives satisfying results either far field and near field (Fresnel zone). This approach presents the advantage to incorporate the electronic box radiation effect without describing its internal electronic circuit.

Future work will concern the study of different apertures shapes as well as the research of methods enabling to consider the simultaneous excitation (in the same spectral content) of several apertures, thus requiring a complementary information about source phases.

6. References

- [1] F. Briault, M. Hélier. «Broad-Band Modeling of a Realistic Power Converter Shield for Electric Vehicle Application». IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 42, No.4, Novembre 2000.
- [2] D. Hill. «Electronic Mode Stirring for reverberation chambers». IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 36, No.4, November 1994.
- [3] J. Appel-Hansen, J.D. Dyson, E.S. Gillespie, T.G. Hickman «Antenna measurements» in «The handbook of antenna design» A.W. Rudge, K. Milne, A.D. Olva, P. Knight, Edition: Peter Peregrinus Ltd on behalf of the IEEE.

Shielding Effectiveness External Evaluation Concept for Small Enclosures

Philippe BESNIER

IETR/INSA de Rennes.

20 avenue des buttes de Coësmes

35043 Rennes Cedex FRANCE

e-mail: philippe.besnier@insa-rennes.fr

M'hamed DRISSI

IETR/INSA de Rennes.

20 avenue des buttes de Coësmes

35043 Rennes Cedex FRANCE

e-mail: mhamed.drissi@insa-rennes.fr

Abstract: Determination of small equipment shielding effectiveness is a key issue for the design of EMC systems. Due to many practical reasons, EMC design of small equipments is basically achieved by performance evaluation of each component of the electromagnetic protection brought by materials, gaskets...The global performance can not be easily measured or controlled unless using some invasive measurement devices when possible. We introduce a new technique that would allow enclosures shielding effectiveness evaluation of boxes through a procedure which does not require inner measurement of the equipment under test. Preliminary results presented in this paper are a first step toward a future development of this method.

Keywords: Shielding Effectiveness, EMC Design, Measurement Techniques, TLM method, Reverberation Chamber

I-Introduction

Shielding effectiveness of connectors, cables cable assemblies and large faraday cages are widely covered by the scientific community and standards either from a theoretical point of view or regarding at experimental procedures. On the other hand, small electronic equipments are not easily measured and controlled. There are several reasons for this but an essential one is the way one may place an adequate sensor inside the electronic equipment without mechanical adaptations. Further on, if one is allowed to do this, how to make sure that information taken by the sensor is relevant. ?

The purpose of this paper is to present a new experimental methodology to assess the shielding efficiency of such equipments without inner measurements. To do this we suggest the use of a conventional Faraday Cage or a Mode Stirred/Tuned reverberating chamber. This procedure has been defined starting from a theoretical point of view and its potential efficiency has been tested by means of numerical analysis. This work may be considered as a preliminary effort to address this specific problem. Further studies both on theoretical and experimental sides are necessary to prove its feasibility and determine its accuracy.

An EMC designer has to face a difficult challenge when defining a complete solution for the electromagnetic protection of an electronic equipment. Among the different materials and technologies (cables, connectors, gaskets, air vents...) he will have to guarantee an overall performance starting from individual performance of each protection component. Hopefully, shielding efficiency through the concept of transfer impedance is well addressed by well approved and standardized methods for cables and connectors. It is also true for flat samples of metallic or metalized materials although existing standards might be considered to be improved.

In summary, the EMC designer will choose what he considers to be adequate and will guarantee a good EMC behavior when the equipment will be tested as part of a system with regards to EMI or EMS standard tests. He will no longer have an accurate look at

this equipment (and its eventual weaknesses) but to the overall system.

Consequently, paying more attention to the shielding effectiveness of small electronic equipments and developing new test procedures is of value.

II Evaluation of shielding effectiveness with a classical procedure

The usual procedure to qualify any piece of shielding material or component even for large Faraday cages consists in measuring the attenuation brought by the protection with reference to the case where the protection is not present. [1][2]

Figure 1 illustrates this procedure for large Faraday cages. On diagram 1a the receiving antenna is placed at some distance from an emission antenna. At a given frequency and power transmitted to the emitting antenna the electric/magnetic field or the power density is measured at the receiving antenna. On diagram 1b, the Faraday cage and in particular the wall found in between the antennas is analysed . If the distance between antennas remains the same, but also their polarization and at least the power transmitted to the emitting antenna one can define the shielding effectiveness SE as :

$$SE = \frac{Ma}{Mb} \quad (1)$$

Where Ma is the electric (magnetic) field determined from the receiving antenna in configuration -1a-, and Mb is the electric (magnetic) field determined from configuration -1b-.

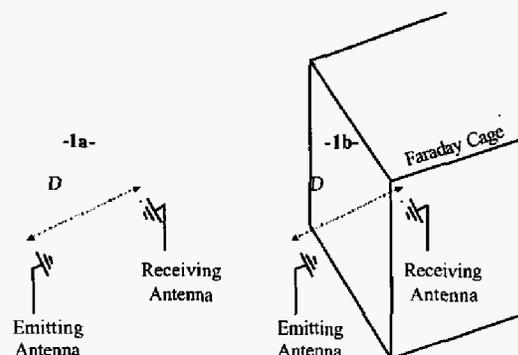


Figure 1 Principle of shielding effectiveness measurement for large Faraday cages

The measurement procedure for flat sample of materials inserted into a Faraday cage wall is also similar. [3]

Connectors and cable performances may be more readily characterized by their transfer impedance and admittance but can be in principle determined in the same way.[4].

Although shielding effectiveness definition and measurement of Faraday cages may be discussed, applying this concept to small faradized equipment becomes difficult even if a few approaches have been proposed as for example in [5]. Among multiple factors we may quote the essential ones :

Mainly, we can hardly envisage to place so easily any sensor in a small electronic equipment. To do so, not only the sensor must be found inside the equipment but moreover information from the sensor must be collected outside the enclosure.

If this first problem is solved, then care must be taken when measuring for example an electric field in a confined area. Indeed the sensor will be installed in the vicinity of boards, connectors, metallic parts ... If the sensor is installed in some empty parts of the equipment box then one has to face the problem of measuring an electric field in a stationary wave environment. Consequently several positions of the sensor inside the enclosure (combined with several antenna positions outside ?) will be required to assess correctly the shielding efficiency of the equipment as a function of the frequency.

An alternate method to qualify the small equipment shielding effectiveness is thus an interesting goal to pursue

III Introducing an alternative measurement technique : Shielding Effectiveness External Evaluation

Our purpose in this paper is to propose that only external measurement should provide enough information to assess the shielding effectiveness performance of the equipment under test

We suggest hereafter to use a Faraday cage or a reverberation chamber (this point will be discussed at the end of this paper).The Faraday cage is used to create the electromagnetic environment around the enclosure through an emission antenna. A receiving antenna is also placed in the Faraday cage but must not be directly coupled to the emission antenna. The complete measurement will follow the three following steps :

- ?? STEP 1 Measurement of the empty Faraday cage/reverberation chamber (environment measurement)
- ?? STEP 2 Measurement with a ideal shielded box taken as a reference box (reference measurement)
- ?? STEP 3 Measurement with the actual shielded box (Equipment Under Test measurement)

STEP 1 is a measurement of the electromagnetic ambience measured at the receiving antenna and is an intrinsic measurement of the Faraday cage. Obviously STEP 1 is not a systematic test but can be done only once for all or once every any reasonable time interval to check calibration. STEP 2 is considered as a reference measurement for the box to be tested. STEP 3 is the actual measurement of the small enclosure under test.

Let's call Eenv, Eref and Eeut the electric field measured respectively in steps 1, 2 and 3 where "env", "ref" and "eut" stands respectively for environment, reference and Equipment Under Test. If the equipment under test is very good shielded Eeut should be very closed to Eref. An ideal shielded box should have an infinite shielding efficiency. If so, we could write SE (Shielding Effectiveness) as

$$SE = \frac{k}{|E_{eut} / E_{ref}|} \quad (2)$$

with $|E_{eut} / E_{ref}| \neq 0$

where k is yet an undetermined constant.

On the other hand, if the shielded box is rather nearly unshielded then Eeut will appear close to Eenv. In the above expression when Eeut is substituted by Eenv then SE is equal to 1 (no attenuation). Then we can deduce a value for k and in turn for SE as :

$$SE = \frac{|E_{env} / E_{ref}|}{|E_{eut} / E_{ref}|} \quad (3)$$

with $|E_{eut} / E_{ref}| \neq 0$

From this expression , we can clearly see that for an actual box, its attenuation can be measured as in between an ideal closed box and a totally unshielded box. Obviously an ideal enclosure will have a limited shielded efficiency. As a consequence, the actual equipment won't be measured in absolute value but in relative value with reference taken as the ideal box. However, numerical analysis of the ideal box could provide this absolute value.

These above definitions are given in terms of electric fields but could have also been defined in terms of magnetic field or even in terms of electromagnetic power density. Application of one of these definitions will depend on frequency range, near/far fields conditions, type of materials studied (for instance magnetic fields is suited for analysis of mu-metals shielded enclosures). However, measurements in a Faraday cage or in a reverberation chamber implies creation of stationary waves. In turn near/far field and use of power density won't be based on usual free space like propagation analysis. As an another consequence of using Faraday cage environment, we will rather use eq (3) with total electric field. That is, in a first step, we don't analyse effects of field polarization as depolarization is expected in such faradized environments.

For simplicity, we will call hereafter this procedure as SSEE (Shielding Effectiveness External Evaluation) method. The following paragraph is devoted to the validation of this SSEE concept from a numerical point of view.

IV Evaluation of the SSEE concept

At this point, the SSEE method is no more than a concept that we have to validate, first as a theoretical concept and then as an experimental procedure

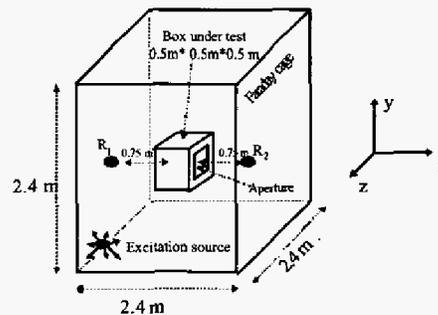


Figure 2 Numerical test case : a box with varied aperture size in a Faraday cage. R1 and R2 are two different receiving point.

We will introduce in this paragraph first theoretical (numerical) results on some elementary structures as test cases for equation 3 evaluation. Figure 2 represents the way the device under test is installed in a Faraday cage. The different boxes under test are presented in figure 3. These boxes are very simples ones and consists of perfectly conductive structures. They differs by the size of an aperture on one face. Box 1 has a small aperture, Box 2 a standard aperture, Box 3 a large aperture.

All numerical simulations are performed with a 3D TLM (Transmission Line Matrix) based on Symmetrical Condensed Node.[6] Excitation is provided by a Dirac type impulse. Then a direct fourier transform is applied in the 100 MHz to 600 MHz frequency range. The Faraday cage is considered to be lossless as well as the equipment under test. The box is also an empty one

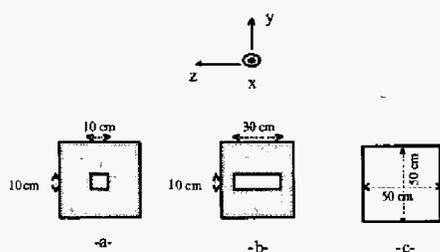


Figure 3 Aperture in the box under test –a- small aperture –b- standard aperture –c- large aperture.

First of all, let's have a look at the answer of the Faraday cage when this one is empty (Step 1). In particular we extract from the numerical results the total electric field in the harmonic domain at point R1 and R2. As a result of the stationary wave created these answers may look quite different (if one performs an analysis on a frequency per frequency basis) as appearing from figure 4. However these curves seems to have the same global behavior. This can be expected from the different observations made on reverberation chambers and in particular their statistical behavior.

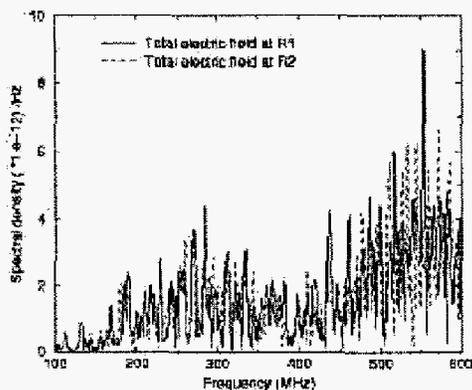


Figure 4 Total electric field obtained from a TLM resolution and calculated in the frequency domain (crude result)

Figure 5 presents the same total electric field but after have fitted a 10th order regression curve on the original displays of figure 4. Again the behaviors are not similar but strongly correlated. A point to point frequency analysis is then made possible. Equation 3 will be consequently calculated from the crude results of the numerical fourier transform and then fitted to a regression curve.

To calculate Eref from step 2 the same box is used but entirely closed in order to present a perfect global shield. The box is installed at the same location and Eref is calculated at the same R1 and R2 points

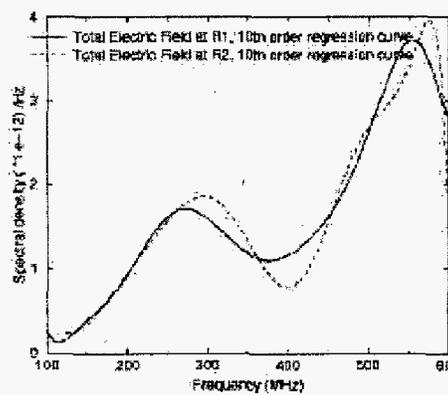


Figure 5 Total electric field obtained from a TLM resolution and calculated in the frequency domain and then fitted to a 10th order regression curve

Step 3 is then executed for each of the three boxes of figure 3. SE evaluation of the three test cases calculated from equation 3 and fitted to regression curves is outlined in figure 6 at point R1 and in figure 7 at point R2

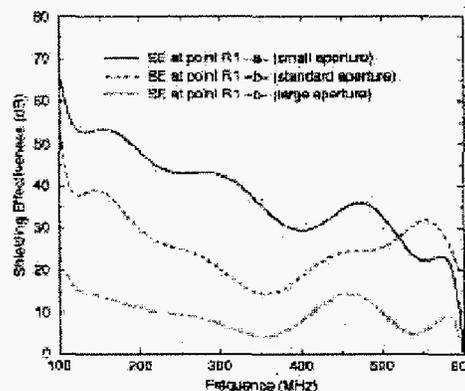


Figure 6 Shielding Effectiveness (SE) evaluated for the 3 test cases at point R1

Results displayed at figure 6 and 7 yield to the following preliminary conclusions :

- ?? The SEEE concept allows a hierarchical classification of equipment with different performances
- ?? This hierarchical classification seems to be independent from the external measurement point chosen.

R1 point faces the opposite face of the one containing the aperture while R2 is placed in the front of this aperture. We could have expected more differences between SEEE measurements at these two points. Hopefully this is not the case and that may be an interesting result for establishing a rather simple procedure (numerically or experimentally speaking) for the future.

SEEE numerical evaluation has also to be compared with other possible numerical estimation. Despite the experimental difficulties to proceed with inner measurement, this is of course straightforward with numerical analysis. Let's then define classical shielding effectiveness evaluation as the ratio of the total electric field taken at the center of the empty Faraday Cage over the total

electric field taken at the same point but placed at the center of shielded box to be tested.

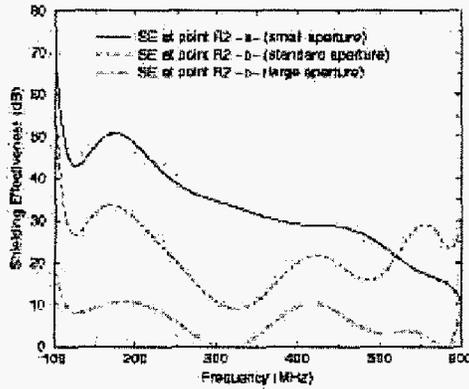


Figure 7 Shielding Effectiveness (SEEE method) evaluated for the 3 test cases at point R2

Although this evaluation is stated as a classical one, the strong fields variation with the frequency even inside the equipment under test do not allow avoidance of any further numerical post processing. Estimation of classical effectiveness will be still given through a fitted regression curve. Figure 8 gives the result of this "classical evaluation" for the three boxes of figure 3 under study.

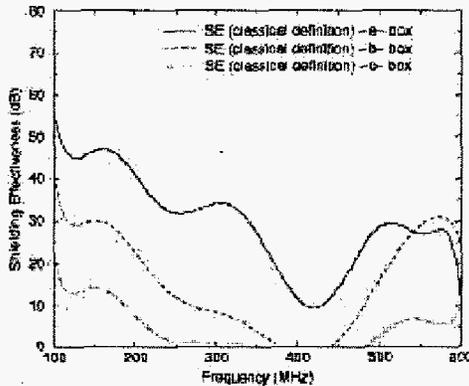


Figure 8 Shielding Effectiveness (classical method) evaluated for the 3 test cases.

To be consistent with upper figures SE scale has been chosen identical thus implying non appearance of the under 0 part of the curve. These part corresponds to resonance effects in the box.

Results of classical and SEEE methods are obviously different but orders of magnitude (and can we expect more when evaluating Shielding Effectiveness as a function of a wide band frequency range?) are preserved as shown on figure 9 for a box with a standard aperture and its 3 SE evaluations already shown.

Detection of aperture resonance by SEEE method seems not to be as fine as it is by classical method. That suggests that SEEE definition does not take into account that the lower limit of shielding effectiveness is not 1 but below 1. Equation 3 can be considered at this stage as a first expression

V Conclusion and future works

The purpose of this paper was to present preliminary numerical results in order to validate the proposed shielding effectiveness evaluation approach. This approach consists in evaluating any electronic equipment by means of outside equipment

measurements only. Thus, classical troubles associated with insertion of any sensors inside a closed small box are eliminated

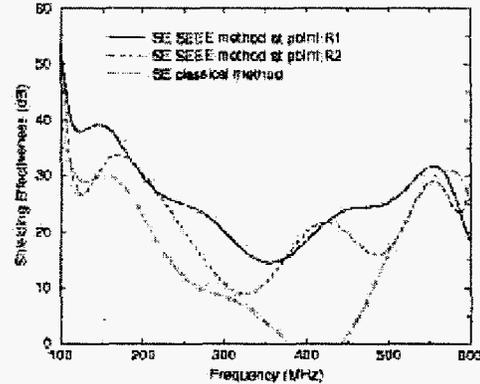


Figure 9 Comparison of different Shielding Effectiveness Evaluation for -b- box (SEEE at R1, SEEE at R2, and classical evaluation)

This method, called SEEE method in this document has been tested numerically with a 3D TLM method simulating the behavior of a box with aperture in a Faraday cage. Using a regression procedure to fit the crude results, box with different aperture sizes are shown to be hierarchically classified. This, at least, prove a potential for this method to process with relative measurements of actual equipments versus a reference (idealized) equipment.

Future works will deal with refinements of this method and its possible transposition in the experimental domain. One expects that SEEE evaluation could be slightly modified as well as the post processing evaluation adopted in this presentation. The experimental procedure has also to be accurately determined. One of the key issues in this context will be to obtain a satisfying sensitivity. Finally, the use of a reverberation chamber should efficiently contribute to extract the adequate parameters for SEEE calculation., thanks to the statistical properties of the fields obtained in such environment.

References

- [1] MIL STD 285 Military Standard Attenuation Measurements for Enclosures Electromagnetic Shielding for Electronic Purposes, Method of, June 1956, Canceled in october 1997
- [2] IEEE STD 299 Standard Method for Measuring the Effectiveness of Electromagnetic Shielding Enclosures, 1997
- [3] ASTM D4935-99 Standard Test Method for Measuring the Electromagnetic Shielding Effectiveness of Planar materials, 1999
- [4] EN 3475-807 Aerospace Series Cables, Electrical Aircraft Use Tests Method Part 807 : Transfer Impedance , 2002
- [5] L.O. Hoelt, B. Bergrud, T. Young Measured Shielding Effectiveness of Small Composite Enclosures/ Junction Boxes. IEEE International Symposium Record p697-701, August 19-23, 2002, Minneapolis, Minnesota
- [6] P.B. Johns A Symmetrical Condensed Node for the TLM Method IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques vol MTT35, n°4, April 1987
- [7] E.S Siah, K. Sertel, J.L. Volakis, V Liepa E.M. Coupling and Suppression through Slots into Lossless Overmoded Cavities using a Multilevel Fast Multipole Algorithm IEEE International Symposium Record p161-166, August 19-23, 2002, Minneapolis, Minnesota